

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**SISTEMA DE INTERFEROMETRÍA PARA UN
RADIÓMETRO POLARÍMETRO DE 10
A 20 GHz**

**Interferometer system for a polarimeter
radiometer from 10 to 20 GHz**

Para acceder al Título de

***Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autora: Irene Martín Abelenda

Marzo - 2019

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: Irene Martín Abelenda

Director del TFG: Eduardo Artal Latorre

Título: “Sistema de interferometría para un radiómetro polarímetro de 10 a 20 GHz”

Title: “Interferometer system for a polarimeter radiometer from 10 to 20 GHz “

Presentado a examen el día: 26 de marzo de 2019

para acceder al Título de

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Artal Latorre, Eduardo

Secretario (Apellidos, Nombre): de la Fuente Rodríguez, María Luisa

Vocal (Apellidos, Nombre): Granda Miguel, Mercedes

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado N°
(a asignar por Secretaría)

AGRADECIMIENTOS

El pasado subyace en el presente condicionando el futuro. Esta frase de Ortega y Gasset representa mis sentimientos en este momento al llegar al final de mi trabajo, por eso me quiero acordar de las personas que han hecho posible que yo esté aquí hoy.

Quiero agradecer a mi tutor, Eduardo, y mi profesora, Bea, por su apoyo y valiosa ayuda, dándome la oportunidad de trabajar a su lado y las herramientas necesarias para llevar a cabo este proyecto de una manera satisfactoria.

A los buenos amigos que me llevo de estos años de carrera, especialmente a Roly y a Sara por los buenos ratos y momentos compartidos en la salita.

Por último y no por ello menos importante, a mis padres y mi hermana, por su infinita paciencia acompañándome en todo momento, incluso cuando me vencía el desánimo, por hacer desaparecer mis miedos e inseguridades, no sólo en este proyecto sino a lo largo de mi vida, cosa que reconozco no ha sido tarea fácil.

Índice general

<i>Acrónimos.....</i>	<i>ix</i>
<i>Capítulo 1 Introducción.....</i>	<i>10</i>
1.1 Motivación	10
1.2 Objetivo	10
1.3 Estructura del trabajo	10
<i>Capítulo 2 Conceptos básicos de interferometría</i>	<i>12</i>
<i>Capítulo 3 Receptores interferométricos de 10 a 20 GHz</i>	<i>19</i>
<i>Capítulo 4 Mezcladores.....</i>	<i>25</i>
4.1 Definición de mezclador	25
4.2 Parámetros básicos para la caracterización de los mezcladores	26
4.3 Clasificación de los mezcladores	27
<i>Capítulo 5 Detectores de fase con mezcladores doblemente equilibrados</i>	<i>31</i>
<i>Capítulo 6 Mezclador simple como detector de fase</i>	<i>33</i>
6.1 Diseño del mezclador simple.....	33
6.1.1 Simulación electromagnética del mezclador simple.....	36
6.1.2 Montaje del mezclador simple.....	38
6.2 Resultados experimentales con el mezclador simple	38
6.2.1 Caracterización del mezclador simple.....	38
6.2.2 Instrumentación de medidas	43
6.2.3 Medida del offset.....	44
6.2.4 Diferencia de fase no constante con la banda de frecuencia	45
6.2.5 Diferencia de fase constante con la banda de frecuencia.....	55
6.2.6 Conclusiones.....	60

Capítulo 7 Demodulador IQ como detector de fase	62
7.1 Diseño del demodulador IQ.....	62
7.1.1 Demodulador IQ en la banda de 10 a 14 GHz	63
7.1.2 Demodulador IQ en la banda de 16 a 20 GHz	64
7.2 Simulación electromagnética del demodulador IQ	64
7.3 Montaje del demodulador IQ	68
7.4 Resultados experimentales con el demodulador IQ	68
7.4.1 Medidas y análisis de resultados de los demoduladores IQ	70
7.4.2 Demodulador IQ en la banda de 10 a 14 GHz	71
7.4.3 Demodulador IQ en la banda de 16 a 20 GHz	78
Capítulo 8 Conclusiones	82
Capítulo 9 Referencias.....	84
Anexos	86

Índice de figuras

Figura 2-1: Esquema del interferómetro básico.....	13
Figura 2-2: Esquema del interferómetro de Ryle.....	15
Figura 2-3: Esquema del interferómetro de Ryle con correlador	15
Figura 2-4: Interferómetro de seguimiento	16
Figura 2-5: Interferómetro con conversión en frecuencia	17
Figura 2-6: Interferómetro con conversión en frecuencia y correlador complejo.....	18
Figura 3-1: Esquema del receptor de microondas.....	19
Figura 3-2: Esquema de bloques del demodulador IQ	20
Figura 3-3: Esquema del divisor Wilkinson.....	21
Figura 3-4: Esquema del híbrido de 90°.....	22
Figura 3-5: Dos receptores de microondas contiguos	23
Figura 3-6: Esquema simplificado del detector de fase	23
Figura 4-1: Símbolo de un mezclador	25
Figura 4-2: Esquema de un mezclador doblemente equilibrado.....	28
Figura 4-3: Formas de onda de las señales con diferentes fases.....	29
Figura 4-4: Diodos que conducen al aplicar la tensión de OL positiva en A respecto a B.....	29
Figura 4-5: Diodos que conducen al aplicar la tensión de OL negativa en A respecto a B.....	29
Figura 5-1: Forma de onda de las señales OL y RF en fase	31
Figura 5-2: Diodo que conduce al aplicar la tensión de amplitud máxima	32
Figura 5-3: Diodo que conduce al aplicar la tensión de amplitud mínima	32
Figura 6-1: Línea microstrip coplanar.....	34
Figura 6-2: Layout para el montaje del mezclador simple	35
Figura 6-3: Sustrato del mezclador simple	36

Figura 6-4: Layout de líneas del circuito mezclador simple para la simulación electromagnética ..	36
Figura 6-5: Pérdidas de las líneas coplanares del PCB del mezclador simple	37
Figura 6-6: Fases de los tres accesos al mezclador simple	37
Figura 6-7: Mezclador simple	38
Figura 6-8: Banco de medida para la caracterización del mezclador simple	39
Figura 6-9: a) Banco de medida de la potencia de salida del divisor de potencia; b) banco de medida de la tensión de salida del mezclador	42
Figura 6-10: Esquema de la medición de la potencia a la salida del divisor de potencia	44
Figura 6-11: Banco de medida del offset	45
Figura 6-12: Banco de medida de la tensión de salida del mezclador simple	46
Figura 6-13: Sistema formado por el divisor de potencia y dos cables cualesquiera	47
Figura 6-14: Esquema del sistema en ADS	48
Figura 6-15: Diferencia de fase entre los dos caminos	49
Figura 6-16: Forma de onda de la tensión de salida del mezclador simple	49
Figura 6-17: Comparaciones de las tensiones de salida con los offsets de cada combinación	50
Figura 6-18: Formas de onda de los offsets para cada par de cables	51
Figura 6-19: Comparaciones de offsets con distintas potencias	51
Figura 6-20: Tensión de salida para cada combinación de cables con una potencia aplicada de: a) 0 dBm y b) 3 dBm	52
Figura 6-21: Banco de medida del mezclador simple con la señal amplificada	53
Figura 6-22: Comparación de los niveles de tensión y offset al aplicar una potencia de 10 dBm ..	53
Figura 6-23: Valores de offset para cada una de las potencias aplicadas	54
Figura 6-24: Tensión de salida cuando se aplica una potencia de 10 dBm	55
Figura 6-25: Banco de medida del mezclador simple con los desfasadores	56

Figura 6-26: Medida de los parámetros de Scattering del divisor de potencia con los desfasadores y los cables	57
Figura 6-27: Representación del offset frente a la tensión de salida	58
Figura 6-28: a) Banco de medida del mezclador con los desfasadores; b) El mezclador simple en el sistema de medida	58
Figura 6-29: Fase interna del mezclador simple para determinadas fases externas fijas	59
Figura 6-30: Fase interna del mezclador simple las medidas seleccionadas.....	59
Figura 6-31: Amplitud de salida del mezclador solo con los desfasadores	60
Figura 6-32: Tensión de salida para las fases externas seleccionadas	60
Figura 7-1: Esquema del demodulador IQ	62
Figura 7-2: Layout del demodulador IQ de 10 a 14 GHz	63
Figura 7-3: Layout del demodulador IQ de 16 a 20 GHz	64
Figura 7-4: Sustrato de los PCBs de los mezcladores IQ.....	64
Figura 7-5: Redes de acceso de RF (a) y de OL (b) del demodulador IQ en la banda baja.....	65
Figura 7-6: a) Diferencia de fase entre los dos caminos de la red RF; b) Diferencia de fase entre los dos caminos de la red OL.....	65
Figura 7-7: Pérdidas en las redes de acceso RF (a) y OL (b) del demodulador IQ de 10 a 14 GHz	66
Figura 7-8: Figura 7 8 Redes de acceso de RF (a) y de OL (b) del demodulador IQ en la banda alta.....	66
Figura 7-9: Diferencia de fase entre los dos caminos de los accesos RF (a) y OL (b).....	67
Figura 7-10: Pérdidas en las redes de acceso RF (a) y OL (b) del demodulador IQ de 16 a 20 GHz	67
Figura 7-11: Circuitos de los demoduladores IQ.....	68

Figura 7-12: Sistema completo de las medidas de los demoduladores IQ	69
Figura 7-13: Montaje de medida para la recogida de datos para crear la tabla flatness de los demoduladores IQ	70
Figura 7-14: Fase de todas las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 0 dBm..	71
Figura 7-15: Fase interna media de las señales de salida del demodulador IQ e de 10 a 14 GHz a 0 dBm	72
Figura 7-16: Amplitud de todas las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 0dBm	72
Figura 7-17: Amplitud media de las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 0dBm	73
Figura 7-18: Medición de los parámetros de Scattering en el analizador de redes a) Vista general; b) Vista detallada	73
Figura 7-19: Fase de todas las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 3 dBm..	74
Figura 7-20: Fase interna media de las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 3 dBm	74
Figura 7-21: Amplitud de todas las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 3 dBm	75
Figura 7-22: Amplitud media de las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 3 dBm	75
Figura 7-23: Errores en la detección de fase del demodulador IQ de 10 a 14 GHz cuando recibe una potencia de 0 dBm	76
Figura 7-24: Error en la detección de fase del demodulador IQ de 10 a 14 GHz cuando recibe una potencia de 3 dBm	77
Figura 7-25: Fase interna de todas las señales de salida del demodulador IQ de 16 a 20 GHz a 3 dBm	78

Figura 7-26: Amplitud de todas las señales de salida del demodulador IQ de 16 a 20 GHz a 3 dBm	78
Figura 7-27: Fase interna media las señales de salida del demodulador IQ de 16 a 20 GHz a 3 dBm	79
Figura 7-28: Amplitud media de las señales de salida del demodulador IQ de 16 a 20 GHz a 3 dBm	79
Figura 7-29: Errores en la detección de fase del demodulador IQ de 16 a 20 GHz cuando recibe una potencia de 3 dBm	81

Índice de tablas

Tabla 6-1: Medidas del diseño de Mini-Circuits 34

Tabla 6-2: Medidas del layout con los dos sustratos posibles 35

Tabla 6-3: Pérdidas de conversión del mezclador simple 40

Tabla 6-4: Pérdidas de conversión del mezclador simple cuando recibe una potencia de 0 dBm.. 40

Tabla 6-5: Pérdidas de conversión del mezclador simple con una frecuencia intermedia de
100 MHz 41

Tabla 6-6: Potencias y tensiones reales 43

Acrónimos

ADS: Advanced Design System

DC: Direct current (corriente continua)

FI: Frecuencia intermedia

GPB: General-Purpose Instrumentation Bus

LNA: Low noise amplifier (amplificador de bajo ruido)

OL: Oscilador local

PC: Personal computer

PCB: Printed Circuit Board (tarjeta de circuito impreso)

PNA: Performance Network Analyzer (analizador de redes)

RF: Radiofrecuencia

Vi: Input voltage (tensión de entrada)

Vo: Output voltage (tensión de salida)

Capítulo 1

Introducción

1.1 Motivación

Este trabajo de Fin de Grado está directamente relacionado con el proyecto de investigación de título “Receptores Interferométricos de Radioastronomía de 10 a 20 GHz”, cuya referencia es ESP2015-70646-C2-2-R, realizado en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones y con Luisa María de la Fuente y Eduardo Artal como investigadores responsables. Se trata de un proyecto coordinado con el Instituto de Física de Cantabria (IFCA). Fue desarrollado entre el 1 de enero de 2016 y el 30 de noviembre de 2018.

1.2 Objetivo

El objetivo de este trabajo es realizar un prototipo de detector interferométrico en las salidas del correlador de microondas de los receptores, en la banda de 10 a 20 GHz, diseñados y construidos en el Grupo de Radiofrecuencia y Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria (DICOM). Este grupo, además de dedicarse al diseño y fabricación de receptores de radioastronomía, trabaja en amplificadores de potencia y transmisores de alta eficiencia, frontales de microondas de guía de onda y amplificadores criogénicos de muy bajo ruido [1].

El trabajo en cuestión consta de un diseño inicial, la fabricación y puesta en funcionamiento del detector de fase.

1.3 Estructura del trabajo

Para elaborar este trabajo y lograr el objetivo final, se ha estructurado el proyecto en diferentes etapas, de la misma forma en la que se han expresado en esta memoria. El documento consta de

un total de ocho capítulos. A continuación, se describen los contenidos tratados en cada uno de ellos.

- **Capítulo 1: Introducción.** Se expone una pequeña introducción del proyecto, los motivos y el objetivo.
- **Capítulo 2: Conceptos básicos de interferometría.** En esta sección del documento se explican teóricamente ideas importantes relativas a la interferometría, que ayudan a respaldar los cálculos y medidas realizados en el laboratorio.
- **Capítulo 3: Receptores interferométricos de 10 a 20 GHz.** En el tercer capítulo de esta memoria se puede encontrar una explicación de los distintos módulos y componentes que forman el receptor interferométrico, así como el desarrollo matemático de cada etapa.
- **Capítulo 4: Mezcladores.** El cuarto capítulo incluye teoría sobre los mezcladores y sus clasificaciones, haciendo hincapié en el funcionamiento del mezclador doblemente equilibrado.
- **Capítulo 5: Detectores de fase con mezcladores doblemente equilibrados.** En el último capítulo exclusivo de conceptos teóricos se explica el funcionamiento interno del mezclador doblemente equilibrado cuando su aplicación es la de detector de fase.
- **Capítulo 6: Mezclador simple como detector de fase.** En el capítulo 6 se describe el diseño, las simulaciones con un programa informático, las medidas en el laboratorio y el análisis de los resultados obtenidos del mezclador doblemente equilibrado como detector de fase.
- **Capítulo 7: Demodulador IQ como detector de fase.** En el séptimo capítulo se describe el diseño, las simulaciones con un programa informático, las medidas en el laboratorio y el análisis de los resultados obtenidos de un demodulador IQ formado por dos mezcladores doblemente equilibrados como detector de fase.
- **Capítulo 8: Conclusiones.** El último capítulo está compuesto por las conclusiones a las que se ha llegado a lo largo de la realización del proyecto y las posibles líneas de investigación futuras en los detectores de fase.

Capítulo 2

Conceptos básicos de interferometría

Se denomina interferometría a las técnicas que combinan ondas, por lo general electromagnéticas, originadas en una misma fuente puntual, y recibidas por un conjunto de receptores, con el fin de conseguir una imagen con más información aplicando el principio de superposición. Las señales se reciben a través de diferentes antenas, separadas una distancia física conocida, por lo que todas ellas reciben la misma señal, pero con ciertos desfases. Hoy en día, esta tecnología es empleada en numerosos campos de la ciencia; en este trabajo se aplicará en el ámbito de la radioastronomía.

El sistema en su conjunto se denomina interferómetro, ya que es un instrumento que mide interferencias [2]. Se conoce como interferencia al fenómeno resultante de la superposición de dos ondas idénticas en cualquier punto del espacio, dando lugar a una onda de la misma frecuencia, pero cuya amplitud y fase dependen de las distancias de las fuentes al punto de intersección [3]. Si dos señales de la misma frecuencia llegan en fase, producen interferencia constructiva, mientras que, si llegan desfasadas, su interferencia es destructiva. El interferómetro determina la diferencia de fase entre ambas señales cuando sus fases no son iguales, pero tampoco opuestas, es decir, ni 0° ni 180° .

Siguiendo con la idea propuesta en la introducción, se va a desarrollar un detector de fase para un receptor de microondas, donde las señales de entrada en el receptor proceden del espacio exterior. En realidad, se trata de tensiones de radiación, pues no tienen información tal y como se interpreta en ingeniería.

Es de elevada importancia conocer el entorno de medida y establecer una referencia de la posición de los cuerpos celestes en función de sus distancias y masas, así como las posiciones de los instrumentos de medida. Asimismo, es conveniente conocer los parámetros de orientación de la Tierra y los cambios en el eje de rotación, cuyas consecuencias se ven reflejadas en el manto, los océanos y la atmósfera del planeta. Precisamente y como curiosidad, una referencia, el cero en

elevación, se corresponde con el punto en el que el Sol cruza el ecuador celestial en el primer punto de constelación Aries en un momento determinado del año [4].

Las antenas más utilizadas para este tipo de aplicación son las reflectoras. Se sitúan de tal manera que se puede hacer un seguimiento casi completo del cielo. La potencia recibida es el resultado del producto del área de la antena, A , por un factor de eficiencia de apertura (normalmente comprendido entre 0,3 y 0,8). Se tienen en cuenta también el ancho de banda, Δf , y la densidad de flujo de la fuente polarizada, S . Con toda esta información, la relación que define la potencia recibida tiene la forma de la ecuación 3-1. Es conveniente resaltar que la potencia recibida es función también de la polarización de la señal.

$$PA = \frac{1}{2} A S \Delta f \quad (3-1)$$

Los interferómetros han ido evolucionando a lo largo de la Historia. El primero de ellos, el interferómetro básico, está formado únicamente por dos antenas separadas una distancia concreta. Ambas antenas reciben la señal originada en la misma fuente, pero en distintos instantes de tiempo. De hecho, la diferencia de tiempos depende directamente de la distancia física (d) a la que se encuentran las dos antenas y de su ángulo de inclinación (θ) respecto al plano horizontal. El retardo geométrico viene dado por la expresión de la ecuación 3-2 [5].

$$\tau_g = \frac{d \sin(\theta)}{c} \quad (3-2)$$

Donde c es la velocidad de la luz.

El esquema de este primer sistema se representa en la Figura 2-1.

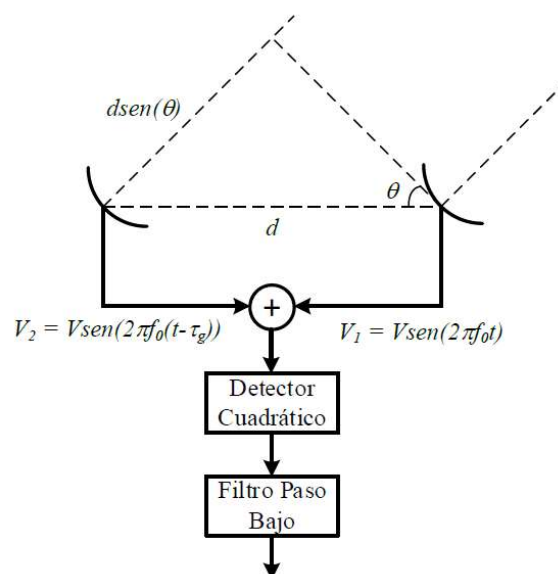


Figura 2-1: Esquema del interferómetro básico

Se llaman V_1 y V_2 a las señales recibidas por las antenas.

A la salida del detector cuadrático se tiene el cuadrado de la suma de las señales recibidas, una señal con componentes frecuenciales altas que desaparecen a la salida del filtro paso bajo, dando lugar a una salida cosenoidal de la forma:

$$V^2 \left(1 + \cos \left(2\pi f_0 \frac{d \sin \theta}{c} \right) \right) \quad (3-3)$$

El valor mínimo que puede tomar la salida es 0 ($\cos \left(2\pi f_0 \frac{d \sin \theta}{c} \right) = -1$), mientras que el máximo es $2V^2 \cos \left(2\pi f_0 \frac{d \sin \theta}{c} \right) = 1$).

Dos conceptos importantes que conviene definir son la franja (*fringe*) y la *visibilidad de franjas*. El primero de ellos es el patrón de interferencia de luz y oscuridad, de frecuencia no constante. Varía desde su valor mínimo en la salida o en la puesta de la fuente hasta su valor máximo en el zenit; esto ocurre cuando el ángulo de inclinación es de 0° . La visibilidad de franjas, V_M , es:

$$V_M = \frac{\text{Intensidad}_{\text{máxima}} - \text{Intensidad}_{\text{mínima}}}{\text{Intensidad}_{\text{máxima}} + \text{Intensidad}_{\text{mínima}}} \quad (3-3)$$

La amplitud de la franja depende del tipo de fuente, siendo máxima si la fuente es puntual y disminuyendo cuanto más extendida sea.

El principal problema de este interferómetro es que, en numerosas ocasiones el nivel de offset es bastante mayor que la amplitud de las franjas, por lo que pueden quedar ocultas y no llegar a distinguirse.

Posteriormente, el interferómetro básico fue evolucionando con el fin de evitar los problemas anteriormente mencionados. La diferencia más evidente con el caso anterior es la inclusión de un cambio de fase de 0 a 180° conmutado en una única antena. Por otra parte, se suprime el filtro paso bajo añadiendo en su lugar un detector síncrono. Este interferómetro recibe el nombre de Interferómetro de Ryle. Se puede ver su esquema en la Figura 2-2.

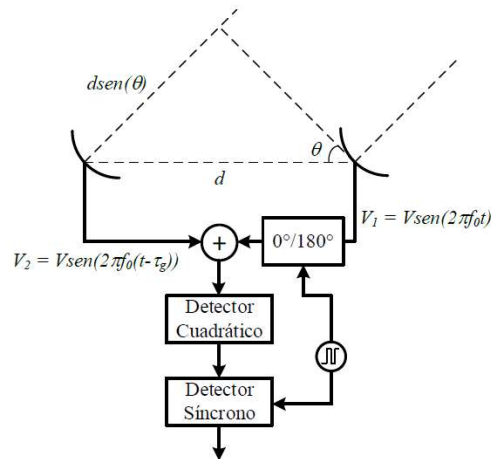


Figura 2-2: Esquema del interferómetro de Ryle

La función del detector síncrono es la de aportar una ganancia +1 o -1 en función de la señal de control. De este modo, la salida del detector variará entre los valores positivo y negativo de tensión de entrada.

Una gran ventaja de este interferómetro respecto al explicado anteriormente es que, en este caso, se logra suprimir la componente de continua, aumentando la sensibilidad del receptor.

Hoy en día existen correladores que posibilitan sortear, en caso de desearlo, el uso de conmutadores 0°/180°. El esquema del interferómetro de Ryle en este caso se muestra en la Figura 2-3.

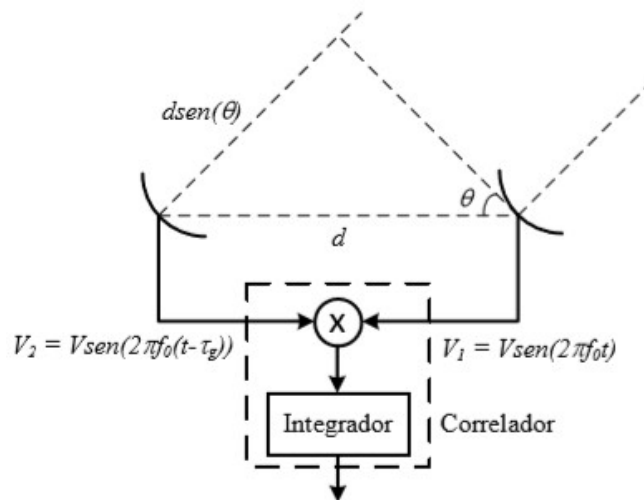


Figura 2-3: Esquema del interferómetro de Ryle con correlador

En este último caso, la tensión de salida es cuatro veces menor respecto a la tensión de salida del primer interferómetro de Ryle.

En el diseño de los dos modelos presentados se considera que reciben solamente señales a una determinada frecuencia. Sin embargo, las fuentes reales emiten con cierto ancho de banda, lo

que provoca interferencias en el receptor. Para cada una de las frecuencias de dicho ancho de banda, el receptor crea una respuesta, teniendo a la salida la superposición de todas ellas. Esto se traslada en un estrechamiento del lóbulo principal de la franja, siendo menor la amplitud de la franja cuanto mayor sea el ancho de banda, es decir, la utilización de ángulos muy próximos al zenit.

Una forma de solventar este problema es tratar de que la fuente se encuentre en todo momento cerca del zenit (zona de máxima sensibilidad). Esto se puede conseguir añadiendo un retraso en una de las antenas de tal modo que al correlador le lleguen las dos señales con un desfase lo más parecido posible, logrando que τ_i (desfase provocado en la primera antenna) sea igual a τ_g (desfase con el que la señal llega a la segunda antenna respecto a la primera). El esquema de este interferómetro, denominado interferómetro de seguimiento se puede ver en la Figura 2-4.

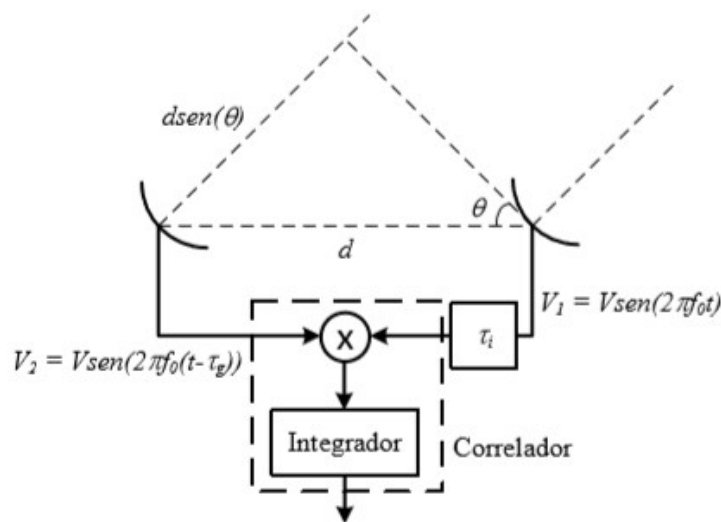


Figura 2-4: Interferómetro de seguimiento

Con frecuencia los interferómetros reciben señales a altas frecuencias, siendo complicado operar con ellas. En estos casos es preferible hacer una conversión en frecuencia y trabajar a frecuencias más bajas. Un esquema de un interferómetro más complejo que permita realizar estas operaciones se muestra en la Figura 2-5.

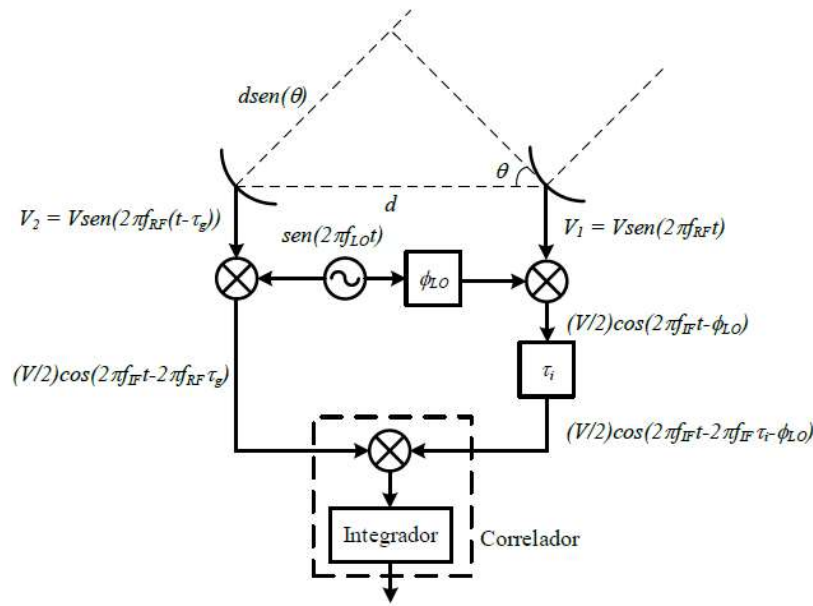


Figura 2-5: Interferómetro con conversión en frecuencia

Se puede apreciar en la imagen superior la etapa de conversión de frecuencias en las dos señales recibidas por las antenas, V_1 y V_2 antes de la etapa de correlación. En este caso, a la salida del correlador se tiene la siguiente señal:

$$\frac{V^2}{4} \cos(2\pi f_{LO} \tau_g - 2\pi f_{IF}(\tau_i - \tau_g) - \phi_{LO}).$$

Por último, se añade un desfase en el oscilador local (ϕ_{LO}) controlado del mismo modo que el desfase de τ_i . De este modo se logra que la salida del correlador varíe exclusivamente con los cambios de visibilidad de la fuente y con los retardos de los elementos que forman el sistema de recepción. Este método recibe el nombre de rotación de franjas (*fringe rotation*) o bloqueo de franjas (*fringe stopping*). Es preciso realizar una demodulación compleja para medir la amplitud de las franjas. Se incorpora un desfasador $\pi/2$, teniéndose entonces la parte real en una salida y la imaginaria en la otra. El nuevo esquema se puede ver en Figura 2-6.

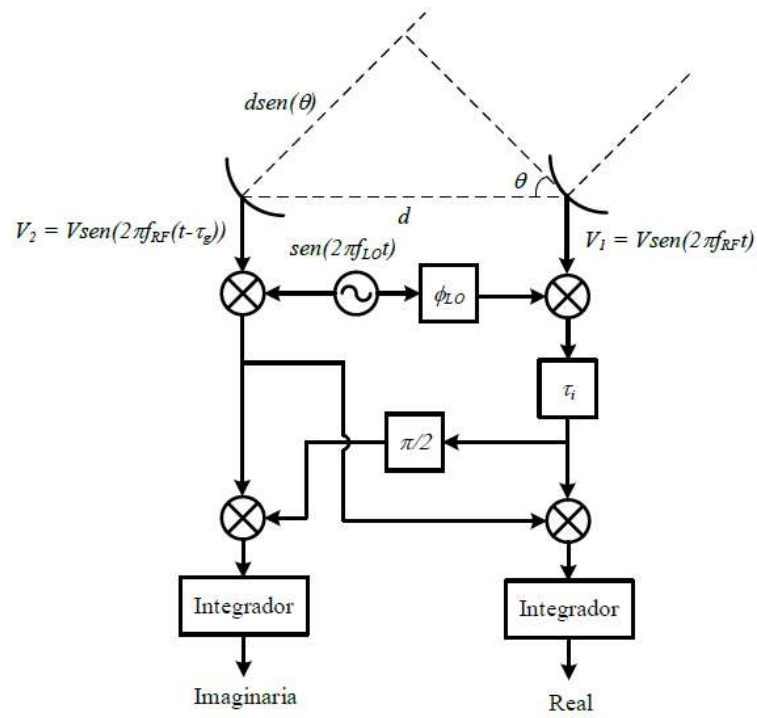


Figura 2-6: Interferómetro con conversión en frecuencia y correlador complejo

Este último diseño tiene múltiples mejoras respecto a los anteriores, entre ellas el hecho de tener la posibilidad de medir la visibilidad de la fuente con una señal de las franjas que contiene la frecuencia cero, así como el aumento de la relación señal a ruido en un factor $\sqrt{2}$.

Receptores interferométricos de 10 a 20 GHz

El interferómetro que se ha utilizado para la realización de este trabajo está formado por dos partes claramente diferenciadas. La primera de ellas es un receptor de microondas mientras que la segunda es un correlador en la región espectral del infrarrojo cercano.

Este trabajo se centra en el sistema de detección de las fases de las señales que entran en el receptor interferométrico de microondas. Dichas señales son ondas electromagnéticas procedentes del fondo cósmico, captadas mediante antenas de bocina [6].

El receptor que nos ocupa abarca la banda de frecuencias de 10 a 20 GHz, dividida en dos sub-bandas; de 10 a 14 GHz y de 16 a 20 GHz. Nótese que el rango de 14 a 16 GHz no está cubierto. Esto es debido al alto número de interferencias que se encuentran a las frecuencias cercanas a 15 GHz en el lugar donde está prevista la instalación de este prototipo, el Observatorio de El Teide, en Tenerife.

El interferómetro, que se puede ver en la Figura 3-1, está compuesto por dos módulos. El azul trabaja a temperatura criogénica y el rojo a temperatura ambiente.

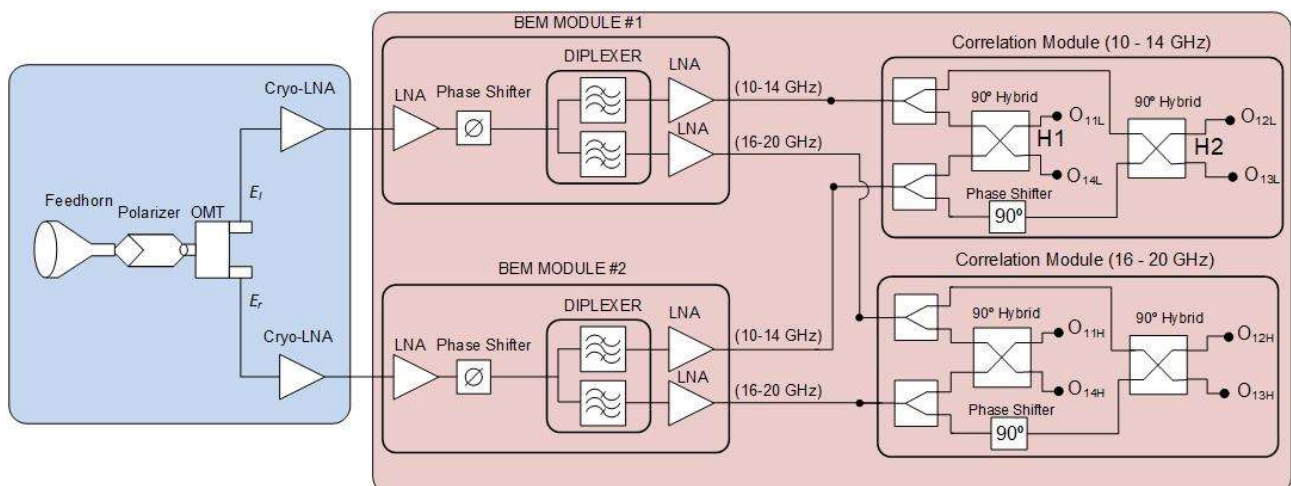


Figura 3-1: Esquema del receptor de microondas

Una antena de bocina, un polarizador, un transductor ortomodo y dos amplificadores de bajo ruido o LNA (de sus siglas en inglés Low Noise Amplifier) forman el módulo criogénico. Cada salida del ortomodo se conecta a un nuevo amplificador de bajo ruido a temperatura ambiente y, posteriormente, se usan unos conmutadores de fase cuyos estados de fase son conocidos. Haciendo uso de un diplexor, se diferencian las dos bandas de trabajo anteriormente mencionadas, que a partir de este momento se tratan de forma independiente. Seguidamente, se añaden otros dos amplificadores. De este modo, el correlador recibe dos señales de la misma banda de frecuencia. A la entrada de este hay dos divisores de potencia Wilkinson, obteniendo cuatro señales cuya única diferencia son sus respectivas fases, combinadas con desfasadores e híbridos de 90° . Se obtienen cuatro salidas del correlador por cada banda, tal y como se observa en la Figura 3-1.

Para poder hacer la detección de las fases de las señales tratadas con el receptor de microondas es preciso combinarlas con las generadas en otro receptor idéntico. Las dos señales de cada composición se introducen en un detector de fase.

El detector de fase es un demodulador IQ [7]. Un demodulador IQ es un circuito cuya misión es obtener las componentes en fase (I) y en cuadratura (Q) de la señal paso banda de entrada, siguiendo el esquema de la Figura 3-2 [8].

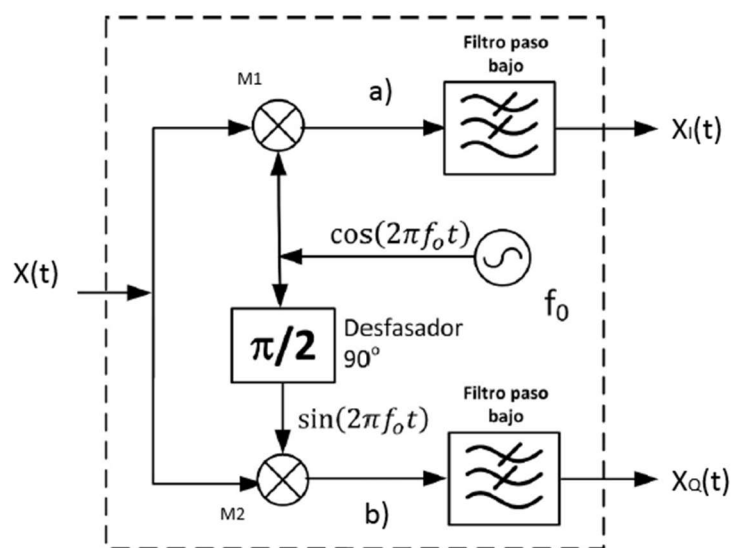


Figura 3-2: Esquema de bloques del demodulador IQ

A continuación, se analiza matemáticamente el receptor interferométrico. Se supone que en las antenas de tipo bocina se reciben ondas electromagnéticas con polarización lineal horizontal o vertical, atraviesan el polarizador y el ortomodo obteniéndose dos señales con la misma amplitud y con una diferencia de fase de 90° ($\pi/2$ radianes). Estas dos señales son proporcionales a las ondas de polarización circular, a izquierdas y a derechas, en que se puede descomponer una onda de polarización lineal. Las ecuaciones que definen las señales en este punto son:

$$\begin{aligned} V_\ell &= \frac{A}{\sqrt{2}} e^{j\frac{\pi}{4}} \\ V_r &= \frac{A}{\sqrt{2}} e^{-j\frac{\pi}{4}} \end{aligned} \quad (2-1)$$

V_ℓ y V_r son amplificadas con dos LNA. Para facilitar los cálculos se define la amplitud de las señales como una constante, analizando exclusivamente las fases. Es posible hacer esta simplificación ya que todos los elementos utilizados se consideran ideales, es decir, que las dos ramas de receptor tienen exactamente la misma ganancia. Dicho esto, a la salida del módulo criogénico se obtienen las siguientes señales.

$$\begin{aligned} V_\ell &= K_\ell e^{j\frac{\pi}{4}} \\ V_r &= K_r e^{-j\frac{\pi}{4}} \end{aligned} \quad (2-2)$$

Llegados a este punto, las señales, que ya han sido separadas en las dos sub-bandas, se dividen con un divisor de potencia Wilkinson. La matriz de parámetros S del citado divisor es:

$$S = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

correspondiente a un divisor con un esquema como el de la Figura 3-3 [9].

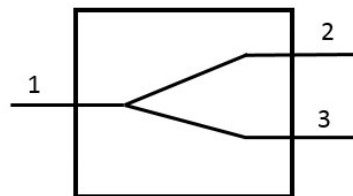


Figura 3-3: Esquema del divisor Wilkinson

En el divisor DW1 se originan las siguientes señales:

$$\begin{aligned} V_{\ell 1} &= V_\ell S_{21} = K_\ell e^{j\frac{\pi}{4}} e^{-j\frac{\pi}{2}} = K_\ell e^{-j\frac{\pi}{4}} \\ V_{\ell 2} &= V_\ell S_{31} = K_\ell e^{j\frac{\pi}{4}} e^{-j\frac{\pi}{2}} = K_\ell e^{-j\frac{\pi}{4}} \end{aligned} \quad (2-4)$$

Lo mismo ocurre en el divisor DW2:

$$\begin{aligned} V_{r 1} &= V_r S_{21} = K_r e^{-j\frac{\pi}{4}+\emptyset} e^{-j\frac{\pi}{2}} = K_r e^{-j\frac{3\pi}{4}+\emptyset} \\ V_{r 2} &= V_r S_{31} = K_r e^{-j\frac{\pi}{4}+\emptyset} e^{-j\frac{\pi}{2}} = K_r e^{-j\frac{3\pi}{4}+\emptyset} \end{aligned} \quad (2-5)$$

Las señales $V_{\ell 2}$ y V_{r1} se acoplan en el híbrido $H1$ de 90° y $V_{\ell 1}$ y $V_{r2}' = V_{r2} + 90^\circ$ hacen lo mismo en el híbrido $H2$.

Las señales resultantes son las combinaciones de las entrantes teniendo en cuenta los parámetros de Scattering del híbrido de 90° , cuya matriz de define a continuación.

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2-6)$$

La disposición de los accesos se muestra en la Figura 3-4.

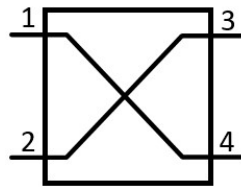


Figura 3-4: Esquema del híbrido de 90°

De esta manera, se obtienen las siguientes salidas del correlador.

$$\begin{aligned} O_{11L} &= V_{\ell 2} S_{31} + V_{r1} S_{32} = K_{\ell} e^{-j\frac{\pi}{4}} + K_r e^{(-j\frac{3\pi}{4}+\theta)} e^{j\frac{\pi}{2}} \\ O_{11L} &= K_{\ell} e^{-j\frac{\pi}{4}} + K_r e^{(-j\frac{\pi}{4}+\theta)} \end{aligned} \quad (2-7)$$

$$\begin{aligned} O_{14L} &= V_{\ell 2} S_{41} + V_{r1} S_{42} = K_{\ell} e^{-j\frac{\pi}{4}} e^{j\frac{\pi}{2}} + K_r e^{(-j\frac{3\pi}{4}+\theta)} \\ O_{14L} &= K_{\ell} e^{j\frac{\pi}{4}} + K_r e^{(j\frac{\pi}{4}+\theta)} \end{aligned} \quad (2-8)$$

$$\begin{aligned} O_{12L} &= V_{\ell 1} S_{31} + V_{r2}' S_{32} = K_{\ell} e^{-j\frac{\pi}{4}} \times 1 + K_r e^{(-j\frac{\pi}{4}+\theta)} e^{j\frac{\pi}{2}} \\ O_{12L} &= K_{\ell} e^{-j\frac{\pi}{4}} + K_r e^{(j\frac{\pi}{4}+\theta)} \end{aligned} \quad (2-9)$$

$$\begin{aligned} O_{13L} &= V_{\ell 1} S_{41} + V_{r2}' S_{42} = K_{\ell} e^{-j\frac{\pi}{4}} e^{j\frac{\pi}{2}} + K_r e^{(-j\frac{\pi}{4}+\theta)} \\ O_{13L} &= K_{\ell} e^{j\frac{\pi}{4}} + K_r e^{(-j\frac{\pi}{4}+\theta)} \end{aligned} \quad (2-10)$$

Como se ha mencionado anteriormente, las cuatro señales resultantes de cada banda de este receptor de microondas se combinan con las equivalentes obtenidas en otro receptor idéntico. Usando como referencia el esquema de los dos receptores de la Figura 3-5, se introducen en un

detector de fase (un mezclador doblemente equilibrado como el de la Figura 3-6) los pares de señales obtenidas de cada uno de los dos receptores: O_{11L} y O_{21L} , O_{14L} y O_{24L} , O_{12L} y O_{22L} , O_{13L} y O_{23L} , O_{11H} y O_{21H} , O_{14H} y O_{24H} , O_{12H} y O_{22H} y finalmente O_{13H} y O_{23H} .

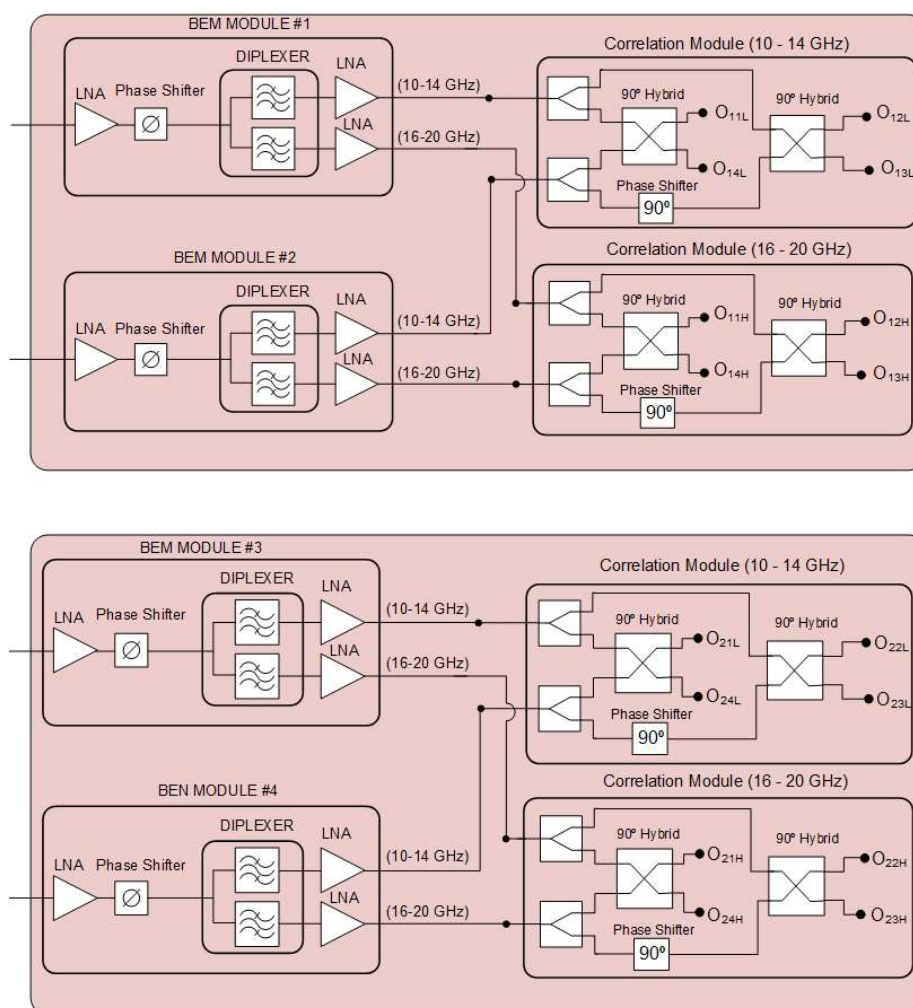


Figura 3-5: Dos receptores de microondas contiguos

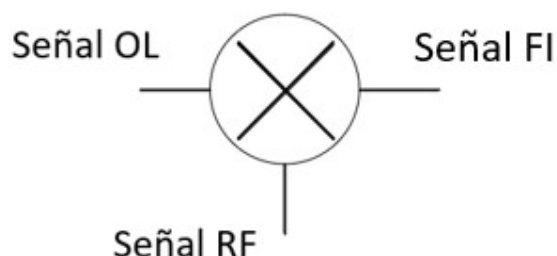


Figura 3-6: Esquema simplificado del detector de fase

Las ocho señales de FI de salida del detector de fase se consideran las señales detectadas. Se denominan dichas señales solución, respectivamente, O_{1L} , O_{4L} , O_{2L} , O_{3L} , O_{1H} , O_{4H} , O_{2H} y O_{3H} . A continuación, se deducen matemáticamente los valores que tienen dichas señales.

$$\begin{aligned} O_{1L} &= (K\ell + 1 e^{-j\frac{\pi}{4}} + Kr_1 e^{(-j\frac{\pi}{4}+\emptyset)}) (K\ell_2 e^{-j\frac{\pi}{4}} + Kr_2 e^{(-j\frac{\pi}{4}+\emptyset)}) = K\ell_1 e^{-j\frac{\pi}{4}} K\ell_2 e^{-j\frac{\pi}{4}} + \\ &K\ell_1 e^{-j\frac{\pi}{4}} Kr_2 e^{(-j\frac{\pi}{4}+\emptyset)} + K\ell_1 Kr_2 e^{(-j\frac{\pi}{4}+\emptyset)} e^{-j\frac{\pi}{4}} + Kr_1 Kr_2 e^{(-j\frac{\pi}{4}+\emptyset)} e^{(-j\frac{\pi}{4}+\emptyset)} = K\ell_1 K\ell_2 e^{-j\frac{\pi}{2}} + \\ &K\ell_1 Kr_2 e^{(-j\frac{\pi}{2}+\emptyset)} + Kr_1 K\ell_2 e^{(-j\frac{\pi}{2}+\emptyset)} + Kr_1 Kr_2 e^{(-j\frac{\pi}{2}+2\emptyset)} \end{aligned}$$

$$O_{1L} = e^{-j\frac{\pi}{2}} (K\ell_1 K\ell_2 + K\ell_1 Kr_2 e^{\emptyset} + Kr_1 K\ell_2 e^{\emptyset} + Kr_1 Kr_2 e^{2\emptyset}) \quad (2-11)$$

$$\begin{aligned} O_{4L} &= (K\ell_1 e^{j\frac{\pi}{4}} + Kr_1 e^{(j\frac{\pi}{4}+\emptyset)}) (K\ell_2 e^{j\frac{\pi}{4}} + Kr_2 e^{(j\frac{\pi}{4}+\emptyset)}) \\ &= K\ell_1 K\ell_2 e^{j\frac{\pi}{2}} + K\ell_1 Kr_2 e^{(j\frac{\pi}{2}+\emptyset)} + Kr_1 K\ell_2 e^{(j\frac{\pi}{2}+\emptyset)} + Kr_1 Kr_2 e^{(j\frac{\pi}{2}+2\emptyset)} \end{aligned}$$

$$O_{4L} = e^{j\frac{\pi}{2}} (K\ell_1 K\ell_2 + K\ell_1 Kr_2 e^{\emptyset} + Kr_1 K\ell_2 e^{\emptyset} + Kr_1 Kr_2 e^{2\emptyset}) \quad (2-12)$$

$$O_{2L} = (K\ell_1 e^{-j\frac{\pi}{4}} + Kr_1 e^{(j\frac{\pi}{4}+\emptyset)}) (K\ell_2 e^{-j\frac{\pi}{4}} + Kr_2 e^{(j\frac{\pi}{4}+\emptyset)})$$

$$O_{2L} = K\ell_1 K\ell_2 e^{-j\frac{\pi}{2}} + K\ell_1 Kr_2 e^{\emptyset} + Kr_1 K\ell_2 e^{\emptyset} + Kr_1 Kr_2 e^{(j\frac{\pi}{2}+2\emptyset)} \quad (2-13)$$

$$O_{3L} = (K\ell_1 e^{j\frac{\pi}{4}} + Kr_1 e^{(-j\frac{\pi}{4}+\emptyset)}) (K\ell_2 e^{j\frac{\pi}{4}} + Kr_2 e^{(-j\frac{\pi}{4}+\emptyset)})$$

$$O_{3L} = K\ell_1 K\ell_2 e^{j\frac{\pi}{2}} + K\ell_1 Kr_2 e^{\emptyset} + Kr_1 K\ell_2 e^{\emptyset} + Kr_1 Kr_2 e^{(-j\frac{\pi}{2}+2\emptyset)}$$

$$O_{3L} = K\ell_1 K\ell_2 e^{j\frac{\pi}{2}} + e^{\emptyset} (K\ell_1 Kr_2 + Kr_1 K\ell_2) + Kr_1 Kr_2 e^{(-j\frac{\pi}{2}+2\emptyset)} \quad (2-14)$$

El procedimiento que se acaba de desarrollar es el mismo que debe seguirse para conocer las señales de las salidas de la banda alta de frecuencias, y en el resto de las parejas de receptores. Pese a que en la elaboración de este proyecto se cuenta únicamente con dos receptores de microondas, cuantos más pares de receptores se usen para la detección interferométrica, la sensibilidad y la precisión de los resultados de las fuentes astronómicas, que se desean caracterizar, serán mejores.

Capítulo 4

Mezcladores

4.1 Definición de mezclador

Un mezclador es un circuito electrónico no lineal cuya misión es multiplicar señales, siendo la señal resultante una traslación en frecuencia de la señal de entrada de radiofrecuencia, en función de la frecuencia de la señal del oscilador local [10].

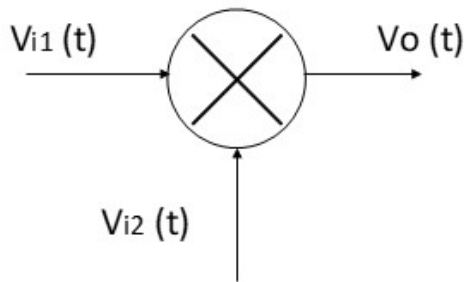


Figura 4-1: Símbolo de un mezclador

Se supone un mezclador básico como el de la Figura 4-1, donde se introducen dos señales sinusoidales $V_{i1}(t)$ y $V_{i2}(t)$, pudiéndose escribir como:

$$V_{i1}(t) = V_{i1} \cos(2\pi f_{i1} t + \phi(t)) \quad (4-1)$$

$$V_{i2}(t) = V_{i2} \cos(2\pi f_{i2} t)$$

Donde V_{i1} y V_{i2} y f_{i1} y f_{i2} son las amplitudes y las frecuencias de trabajo de las dos señales de entrada y $\phi(t)$ el desfase existente relativo entre las mismas, la salida $V_o(t)$ es el resultado del producto de las dos señales de entrada, cuya forma es del tipo:

$$V_o(t) = \frac{A}{2} \{ \cos[2\pi(f_{i1} + f_{i2})t + \phi(t)] + \cos[2\pi(f_{i1} - f_{i2})t + \phi(t)] \} \quad (4-2)$$

En la expresión anterior, el valor de la amplitud A de la señal de FI se puede calcular como el producto de las amplitudes de las señales de entrada, $V_{i1} \cdot V_{i2}$.

4.2 Parámetros básicos para la caracterización de los mezcladores

- Ganancia o pérdidas de conversión: determina la relación entre la potencia de la señal de salida FI y la potencia de la señal de entrada de radiofrecuencia RF. Se suele representar en decibelios y se obtiene mediante la expresión (4-3).

$$GC \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \frac{P_{IF}}{P_{RF}} \quad (4-3)$$

- Factor de ruido, NF: es el valor en escala logarítmica del cociente de las relaciones señal a ruido a la entrada RF y a la salida IF. Se calcula de la siguiente manera:

$$NF \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \frac{SNR \text{ (IF)}}{SNR \text{ (RF)}} \quad (4-4)$$

- Aislamiento: simboliza la cantidad de señal de un puerto que pasa a los otros dos puertos. Por lo tanto, se calcula como la diferencia de potencias, expresadas en magnitudes logarítmicas, de la señal de salida por un puerto (X), menos la potencia de la señal de entrada por otro puerto (Y). El caso ideal es un aislamiento infinito en el que en cada puerto haya solamente la señal de ese puerto.

$$I \text{ (X} \rightarrow \text{Y)} \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \frac{P \text{ (X)}}{P \text{ (Y)}} \quad (4-5)$$

- Punto de compresión 1 dB: en el caso de los mezcladores activos, la ganancia sigue un comportamiento lineal hasta que entra en saturación. Se conoce como punto de compresión 1 dB cuando dicha ganancia cae 1 dB respecto a la respuesta lineal. Para los mezcladores pasivos es cuando las pérdidas de conversión aumentan en 1 dB respecto al valor de pequeña señal de entrada de RF.
- Punto de desensibilización de 1 dB: nivel de una señal interferente o indeseable que produce una reducción de 1 dB de la ganancia de conversión para la señal deseada.

- Respuestas espurias: señales no deseadas dentro de la banda de interés de FI. Por lo general se usan filtros para rechazar las señales de RF que están fuera del rango de funcionamiento para evitar que generen espurios en FI.

4.3 Clasificación de los mezcladores

Existen tres grandes agrupaciones en las que se pueden clasificar los mezcladores, en función: de la frecuencia, de la ganancia o de su estructura.

En función de la frecuencia de la señal de salida se puede diferenciar entre los conversores ascendentes (trasladan la señal de entrada a frecuencias superiores), cuando la frecuencia intermedia es superior a la de radiofrecuencia, y conversores descendentes (trasladan la señal de entrada a frecuencias inferiores), cuando la señal de frecuencia intermedia es inferior a la de radiofrecuencia. Los primeros son comúnmente utilizados en los sistemas transmisores y los segundos en los sistemas receptores [11].

Los mezcladores pueden ser activos o pasivos, dependiendo de los dispositivos a partir de los cuales estén fabricados: los activos utilizan transistores bipolares o de efecto de campo (teniendo ganancia de conversión) y los pasivos usan diodos (ocasionando pérdidas de conversión).

En función de su estructura pueden establecerse tres tipos, dependiendo del número de componentes de mezcla: simples, equilibrados y doblemente equilibrados.

El mezclador simple es, como su propio nombre indica, el más sencillo de todos. Hace uso de un componente de mezcla. Entre sus principales ventajas, respecto a los otros dos tipos, son el menor consumo de potencia, así como el menor nivel de potencia de OL necesaria. Además, ocupa menos espacio físico. Sin embargo, produce productos de intermodulación y respuestas espurias difíciles de filtrar. Otro inconveniente es el reducido ancho de banda de funcionamiento.

Los mezcladores equilibrados son más complejos que los anteriores, ya que están compuestos por dos o más dispositivos de mezcla y, a diferencia de los simples, tienen un mejor rendimiento y aislamiento en los pares de accesos, rechazando los espurios y los productos de intermodulación. Presentan pérdidas de conversión más altas que los mezcladores simples y requieren una potencia de OL superior.

Los mezcladores doblemente equilibrados están formados por cuatro componentes de mezcla, permitiendo el rechazo de todos los armónicos de orden par de RF y de OL. Presenta también buen aislamiento entre todos los puertos, así como un mayor ancho de banda. Por estos motivos es un

mezclador bastante más complejo que los anteriores, hecho que aumenta las pérdidas de conversión y la potencia de OL requerida.

La detección de fase, como se ha indicado anteriormente, se lleva a cabo con un mezclador como componente protagonista del sistema de detección, concretamente un mezclador doblemente equilibrado, también llamado “en anillo”, por la disposición de sus elementos. Este dispositivo se ha elegido por las múltiples ventajas que lo adecúan a la aplicación en cuestión. En primer lugar, es uno de los tipos de mezcladores más utilizados cuando se trabaja entre 1 y 18 GHz, rango de frecuencias en el que, aproximadamente, se encuentra el interferómetro. Está compuesto por cuatro diodos orientados hacia el mismo sentido, formando un anillo y dos transformadores con toma intermedia y un desfase de 180° , uno en la entrada OL y otro en la entrada RF, tal y como se refleja en Figura 4-2 [12] [13].

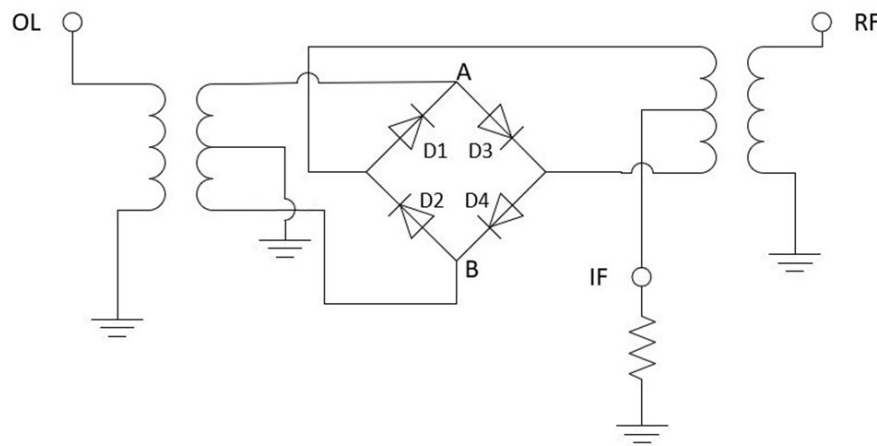


Figura 4-2: Esquema de un mezclador doblemente equilibrado

En función de las señales de entrada en los puertos de acceso, entrarán en funcionamiento unos diodos u otros. Normalmente, la señal de OL empleada es una señal sinusoidal. Se supone también sinusoidal la señal de RF. Lo habitual es que no lleguen en fase. En la Figura 4-3, que puede verse en la página siguiente, se muestran las formas de onda de dichas señales en función del tiempo.

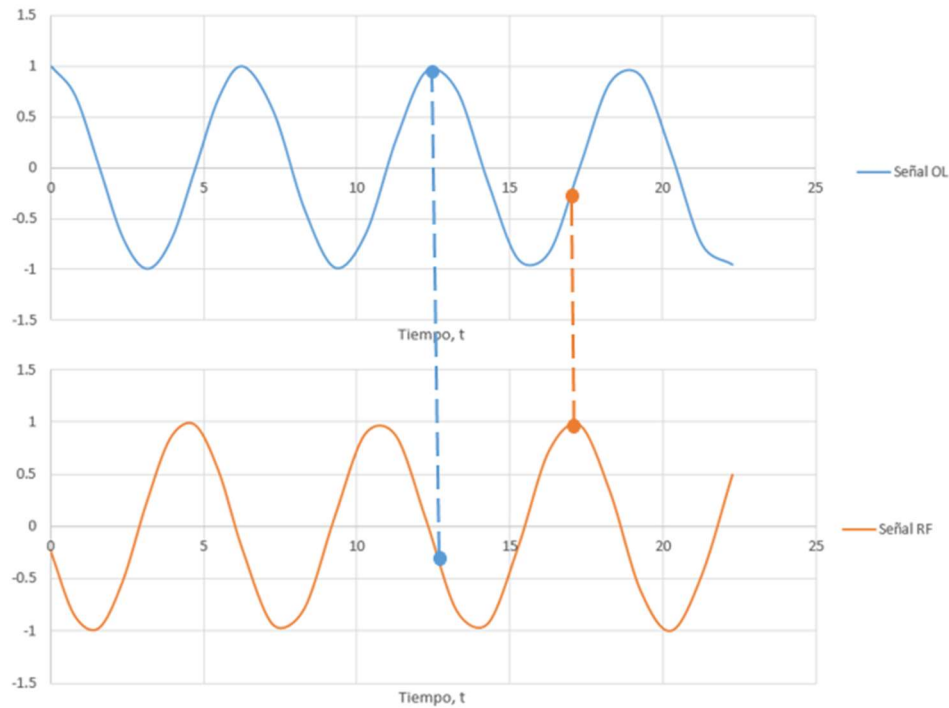


Figura 4-3: Formas de onda de las señales con diferentes fases

Si la tensión en el punto A es positiva, será negativa en el punto B, conduciendo, por tanto, los diodos D3 y D4 (Figura 4-4). Al variar la fase de la señal de OL, cambia la polarización de los diodos, pues el punto B tiene tensión positiva mientras que la de A es negativa. En este caso, conducen los diodos D2 y D1 (Figura 4-5) [14].

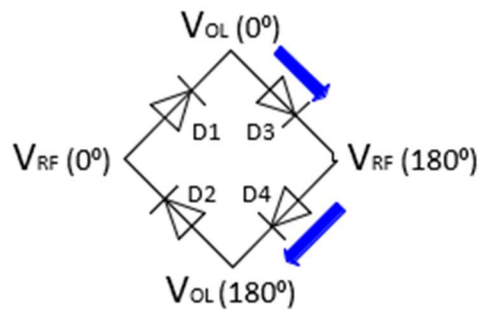


Figura 4-4: Diodos que conducen al aplicar la tensión de OL positiva en A respecto a B

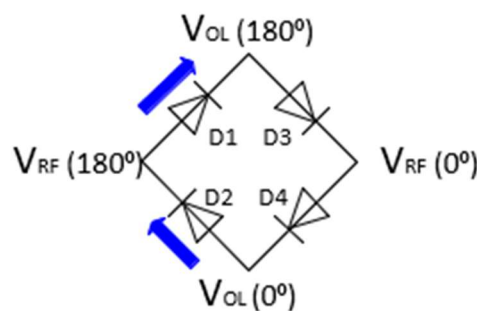


Figura 4-5: Diodos que conducen al aplicar la tensión de OL negativa en A respecto a B

En resumen, la salida por el puerto de FI es una señal con una fase resultado de la suma y diferencia de las frecuencias de las señales entrantes por los puertos de OL y RF, y una amplitud consecuencia de la multiplicación de las amplitudes entre sí y por una constante.

Capítulo 5

Detectores de fase con mezcladores doblemente equilibrados

Un mezclador puede ser utilizado como detector de fase. Como se explicó en el capítulo anterior, la señal de FI resultante de un mezclador tendrá una fase que será la combinación de las sumas y diferencias de las fases de las señales de entrada en los puertos de OL y RF. La primera particularidad, cuando se quiere detectar la fase de una señal con un mezclador, es que tanto la señal OL como la RF, tienen la misma frecuencia y amplitud, lo que quiere decir que la frecuencia suma entre ellas es el doble de la frecuencia de entrada y que la diferencia es a la frecuencia de 0 Hz, o lo que es lo mismo, es una señal de continua. Es precisamente esta señal de continua la necesaria para la detección de fases. Sin embargo, la suma carece de interés, por lo que es filtrada. Considerando que las dos señales llegan al mezclador con la misma fase, tienen las formas de onda de la Figura 5-1.

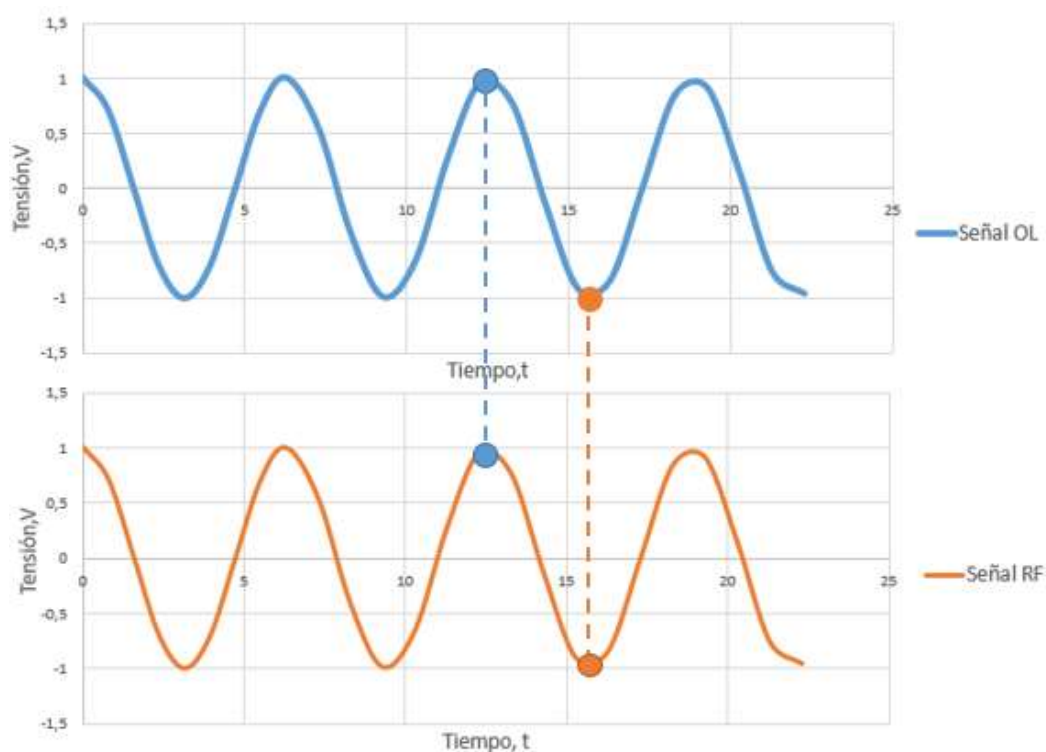


Figura 5-1: Forma de onda de las señales OL y RF en fase

El comportamiento de los diodos del mezclador varía al entrar dos señales idénticas, respecto al caso más general de señales de OL y RF de distinta amplitud y frecuencia. En primer lugar, no hay un punto del circuito mezclador con máxima amplitud, sino que hay dos. Al no haber diferencia de tensión entre los dos extremos de los diodos D1 y D4, por ninguno de ellos pasa corriente. Lo mismo ocurre con el diodo D2, en este caso por estar polarizado en inversa. Solamente conduce el diodo D3 (Figura 5-2), que muestra el detalle de la conexión de los diodos del mezclador doblemente equilibrado de la Figura 5-2 [15].

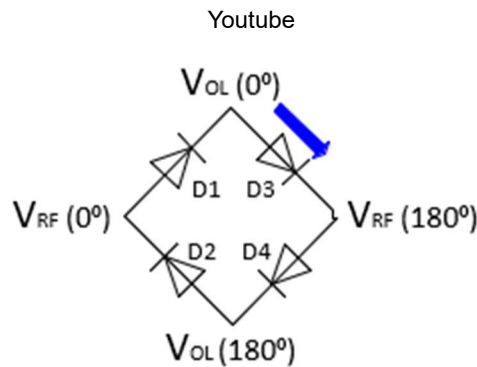


Figura 5-2: Diodo que conduce al aplicar la tensión de amplitud máxima

Sucede lo contrario cuando se produce un desfase de 180° en las señales de entrada. En este ejemplo, el único diodo polarizado en directa es el D2 (Figura 5-3).

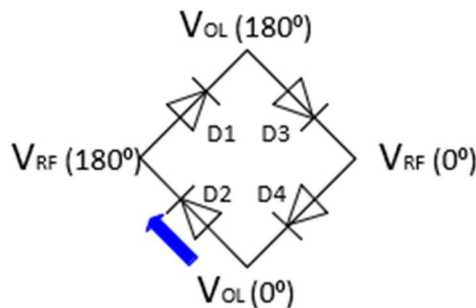


Figura 5-3: Diodo que conduce al aplicar la tensión de amplitud mínima

Si bien un mezclador puede ser utilizado como parte de un detector de fase, lo cierto es que no todos pueden ser empleados con este fin, sino que deben cumplir ciertas condiciones. La principal de ellas es que la tensión de offset debe ser bastante inferior a la tensión de la señal de salida del mezclador. Para que el offset sea lo más bajo posible, el mezclador debe tener un gran aislamiento. Finalmente, con el propósito de incrementar al máximo la sensibilidad del detector, es conveniente que las pérdidas de conversión sean reducidas.

Capítulo 6

Mezclador simple como detector de fase

6.1 Diseño del mezclador simple

Habiéndose determinado el uso del mezclador doblemente equilibrado como una de las mejores formas de detectar la fase de una señal, se procede en este capítulo a presentar el componente comercial elegido. Se trata del mezclador de frecuencia SIM-24MH+ de Mini-Circuits, cuya hoja de características está disponible en el Anexo I. Para diferenciarlo de un mezclador IQ, que contiene internamente dos mezcladores equilibrados, a este mezclador equilibrado único que solamente tiene una señal de salida, se le va a denominar mezclador simple.

Este mezclador (Figura 6-1) funciona en la banda de 7,3 GHz a 20 GHz, por lo que cubre perfectamente el rango de frecuencias necesario para la aplicación a desarrollar.



Figura 6-1: Mezclador SIM-24MH+

Debido a su empaquetado con las conexiones para un montaje en flip-chip, es preciso montar el componente en una placa de circuito impreso (PCB) para poder utilizarlo. Haciendo uso de la huella disponible en la página web del fabricante se crea el layout del PCB del mezclador. Cabe destacar que el sustrato recomendado por Mini-Circuits no está disponible en el Laboratorio de Tecnología del Departamento, por lo que resulta inevitable modificar las medidas de las pistas que dan acceso tanto a las entradas de OL y RF como a la salida de FI.

Dado que en el laboratorio hay dos sustratos similares al propuesto, se realizan una serie de cálculos para ver cuál es que más conviene utilizar.

El layout aconsejado por Mini-Circuits para este mezclador es una línea microstrip coplanar con tierra incluida, CPWG, en modo par, siguiendo el esquema de la Figura 6-1.

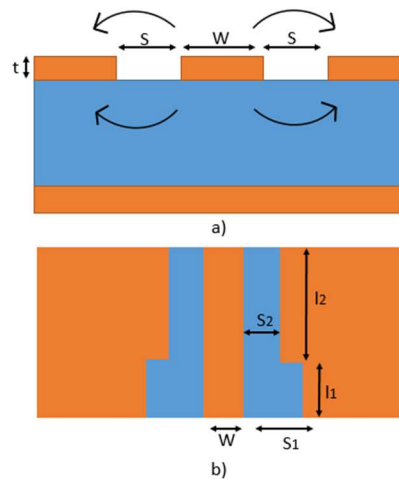


Figura 6-1: Línea microstrip coplanar

Los valores correspondientes a cada tramo se especifican en la Tabla 6-1. Las longitudes se han diseñado con ayuda de ADS y los cálculos de las impedancias y las longitudes eléctricas de las líneas se han realizado con la herramienta “LineCalc”, también de ADS.

Tabla 6-1: Medidas del diseño de Mini-Circuits

CPWG	Z @ 20 GHz (Ω)	ϕ @ 20 GHz ($^\circ$)
W=0.965 mm S1=G=0.762 mm L1=1.65 mm	54.8	64.41
W=0.965 mm S2=G=0.330 mm L2=7.72 mm	50.1	293.56

Los sustratos que se pueden utilizar y sus principales características son:

RO4003C

h = 30 mil

$\epsilon_r = 3,38$

$\tan \delta = 0,027$

t = 17 μm

Diclad 217

h = 20 mil

$\epsilon_r = 2,17$

$\tan \delta = 0,0009$

t = 17 μm

En la Tabla 6-2 se recogen las dimensioness que deberían tener las distintas líneas del PCB con los sustratos disponibles a la frecuencia de 20 GHz:

Tabla 6-2: Dimensiones del layout con los dos sustratos posibles

@ 20 GHz $Z = 50 \Omega$ $\phi = 293^\circ$		@ 20 GHz $Z = 54.8 \Omega$ $\phi = 64^\circ$
W=0.965 mm S1=G=0.155 mm L1=8.159 mm	RO4003C	W=0.965 mm S1=G=0.235 mm L1=1.764 mm
W=0.965 mm S1=G=0.115 mm L1=9.514 mm	DICLAD217	W=0.965 mm S1=G=0.182 mm L1=2.061 mm

Las correcciones pertinentes con un material u otro son muy similares. Por ello, se ha decidido utilizar el sustrato Diclad217, ya que tiene la misma altura que el recomendado por Mini-Circuits. En las siguientes líneas se detallan los cambios que se deben efectuar.

- Línea de 54 Ω :
 - Sustrato de Mini-Circuits: $S_1 = G = 0.762 \text{ mm}$
 - En Diclad 217: $S_1 = G = 0.182 \text{ mm}$

Se desplaza la separación del plano de masa superior $0.762 - 0.182 = 0.58 \text{ mm}$

- Línea de 50 Ω :
 - Sustrato de Mini-Circuits: $S_2 = G = 0.330 \text{ mm}$
 - En Diclad 217: $S_2 = G = 0.115 \text{ mm}$

Se desplaza la separación del plano de masa inferior $0.330 - 0.115 = 0.215 \text{ mm}$

La actualización del diseño del layout hecho con el software Advanced Design System (ADS) se muestra en la Figura 6-2. Se varían las medidas de las líneas ajustándolas a las nuevas necesarias sobre el layout del fabricante.

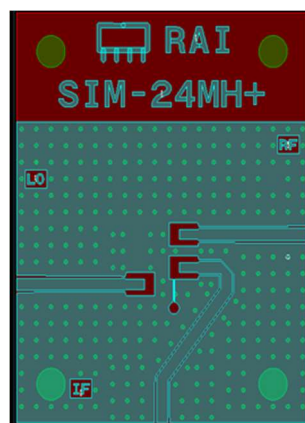


Figura 6-2: Layout para el montaje del mezclador simple

6.1.1 Simulación electromagnética del mezclador simple

Tras el diseño de la placa de circuito impreso, se simula electromagnéticamente con el fin de comprobar su correcto funcionamiento como paso previo a su fabricación. La mencionada simulación se lleva a cabo mediante la herramienta “Momentum” de ADS, software ya utilizado con anterioridad.

Para comenzar, se selecciona exclusivamente la capa conductora del layout y se definen los principales parámetros de simulación; rango de frecuencia (10-20 GHz) y sustrato a utilizar. Las líneas del circuito son de cobre, de conductividad 5.8×10^7 S/m, y 17 μm de espesor. El sustrato Diclad217, de permitividad dieléctrica 2.17. En la Figura 6-3 se observa el esquema del sustrato.

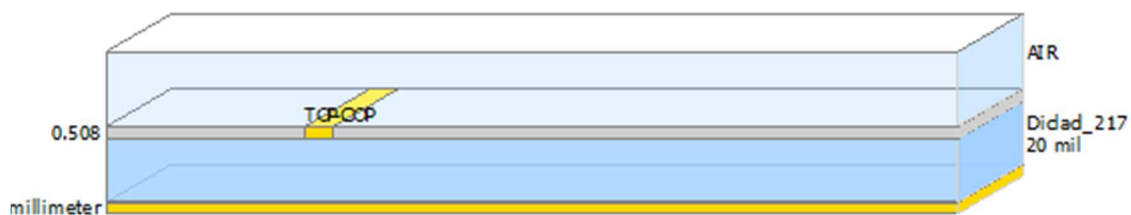


Figura 6-3: Sustrato del mezclador simple

Por último, se añaden los puertos. Para que los resultados salgan correctamente, es necesario situar tres puertos en cada entrada: el del conductor y dos equidistantes en la placa, referidos a su tierra, así como uno al final de cada línea, concretamente en el punto donde va soldado el chip. En la imagen de la Figura 6-4 se puede ver detalladamente.

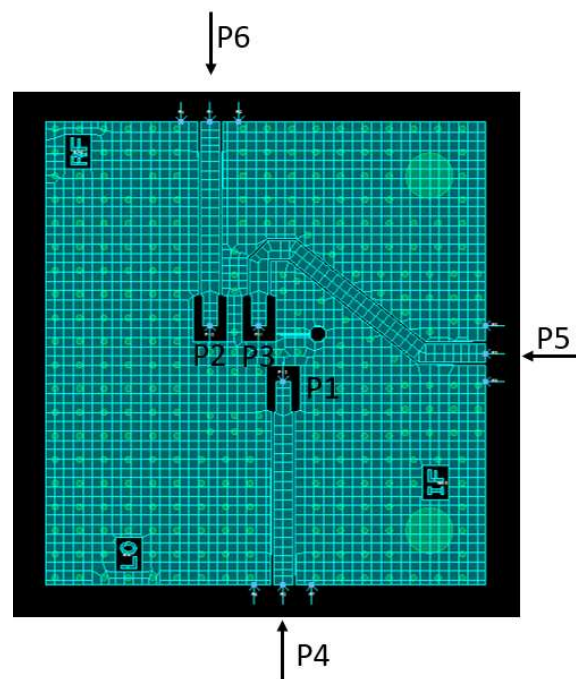


Figura 6-4: Layout de líneas del circuito mezclador simple para la simulación electromagnética

Una vez especificadas todas las particularidades, se simula el circuito. Se visualizan las pérdidas, en escala logarítmica, y las fases producidas en cada uno de los tramos. Se debe tener en consideración los puertos de principio y fin de los distintos tramos. En este caso las líneas de acceso RF y OL están comprendidas entre los puertos 2-6 y 1-4 respectivamente. La salida FI está entre el 3 y el 5. En la Figura 6-5 están representadas las pérdidas de las líneas coplanares a lo largo de toda la banda.

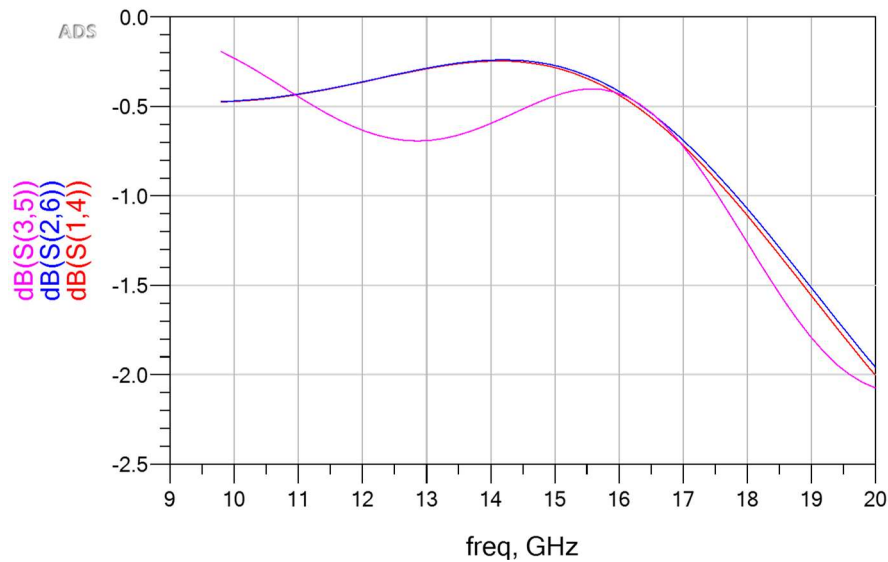


Figura 6-5: Pérdidas de las líneas coplanares del PCB del mezclador simple

Las pérdidas que introducen las líneas coplanares son bastante pequeñas. No obstante, han de tenerse en cuenta debido a que la fase detectada depende directamente de los niveles de tensión recibidos.

La fase que afecta a las señales en cada uno de los tres accesos se puede contemplar en la Figura 6-6.

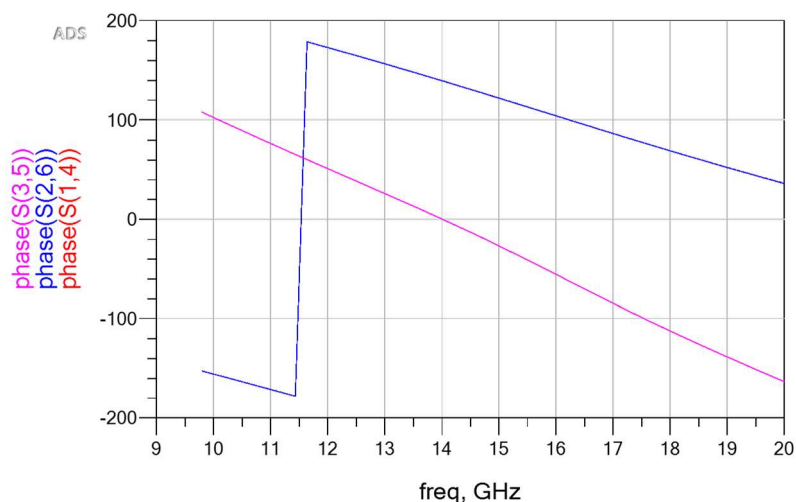


Figura 6-6: Fases de los tres accesos al mezclador simple

Las fases de las líneas correspondientes a las entradas OL y RF son iguales, esto se debe a que las líneas y sus longitudes también lo son.

Estos hechos indican que las señales sufren los mismos desfases y atenuaciones, cumpliendo absolutamente con las expectativas del diseño. Es importante conocer la diferencia de fase con la que las señales llegan al mezclador para así poder saber cuál es la fase interna del mezclador.

6.1.2 Montaje del mezclador simple

El componente se suelda en la placa mediante la técnica conocida como “flip-chip”. Lleva conectores coaxiales SMA del tipo End-launch, y está montado sobre una plancha metálica que lo hace más resistente, protegiéndolo contra las dobleces. El resultado de este montaje está disponible en la Figura 6-7.

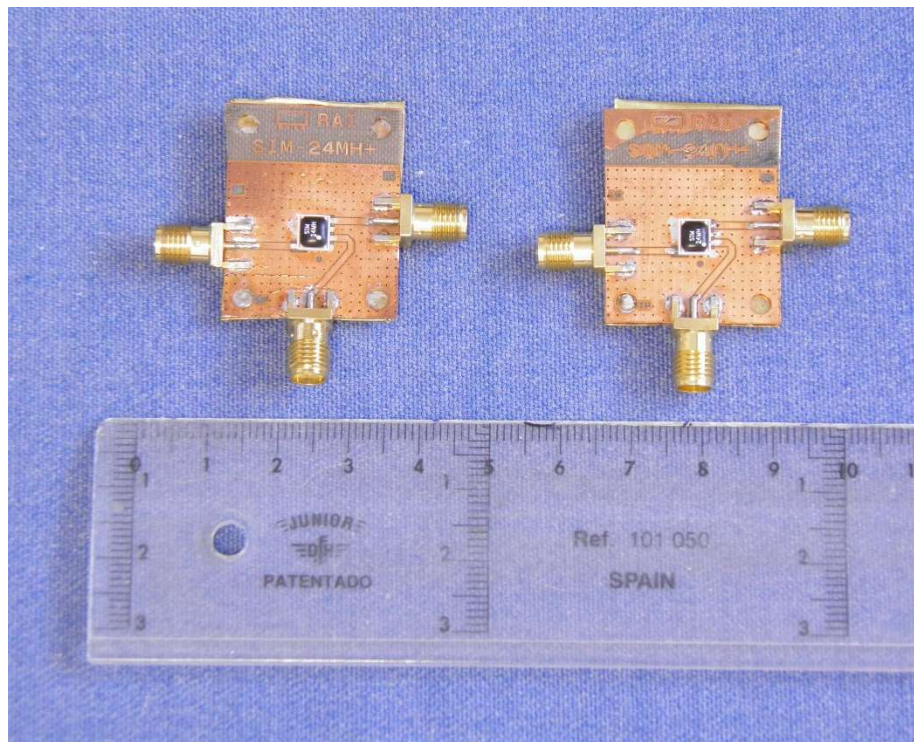


Figura 6-7: Mezclador simple

6.2 Resultados experimentales con el mezclador simple

6.2.1 Caracterización del mezclador simple

Antes de utilizar el mezclador como detector de fase, es imprescindible verificar su funcionamiento como mezclador de señales. En primer lugar, se miden las pérdidas de conversión.

De acuerdo con la hoja de características proporcionada por Mini-Circuits, este mezclador tiene cuatro bandas diferenciadas en las que varían sus pérdidas de conversión, aumentando con la frecuencia. Dichas pérdidas son la diferencia entre las potencias de las señales de FI y de RF. Para calcularlas se aplican en el circuito dos señales distintas y se ve la FI resultante con un analizador de espectros.

En la Figura 6-8 se muestra el banco de medidas con los instrumentos que se utilizan.

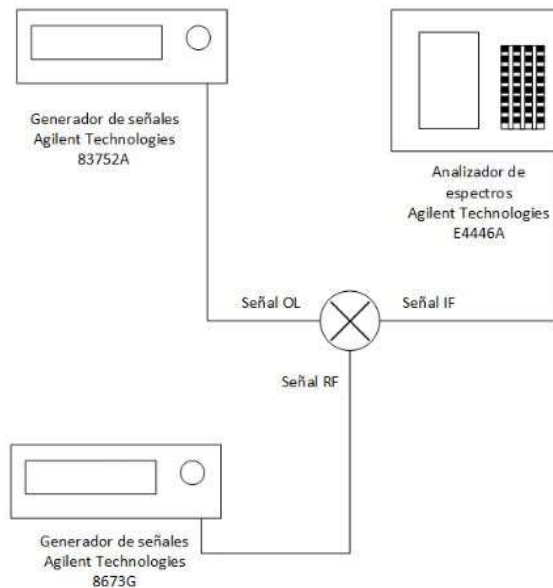


Figura 6-8: Banco de medida para la caracterización del mezclador simple

En la Tabla 6-3 se muestran las pérdidas de conversión en las tres bandas de interés del mezclador, de 10 a 14,5 GHz, de 14,5 a 18 GHz y de 18 a 20 GHz. Una primera medición se realiza, para potencias distintas y constantes en los puertos OL y RF, fijando dos frecuencias en cada banda de tal modo que la frecuencia intermedia (FI) sea siempre 1 GHz.

Posteriormente, se modifican las frecuencias, resultando una FI de 0,5 GHz y, para una potencia de OL determinada, se varía la de la RF.

Finalmente, se realizan unas medidas iguales a las anteriores para una frecuencia intermedia de 1 GHz.

Cabe destacar que, por las imprecisiones de los generadores, los conectores y las pérdidas de los cables, al mezclador no le llegan exactamente las potencias que el generador indica que está suministrando (PG). Con el mismo analizador de espectros, empleado para ver la componente de la frecuencia intermedia, se anota cuál es concretamente la potencia que se tiene en los conectores coaxiales de entrada del PCB (PA).

Tabla 6-3: Pérdidas de conversión del mezclador simple

FRECUCENCIA (GHz)		POTENCIA (dBm)				FRECUCENCIA (GHz)	POTENCIA (dBm)	GANANCIA DE CONVERSION (dB)
OL	RF	OL		RF		IF	IF	
		G	A	G	A			
10	9	11.4	13	-11	-11	1	-20.3	-9.8
12	11	11.4	11	-11	-12	1	-24.3	-12.8
16	15	11.4	12	-11	-12	1	-21.5	-9.9
19.5	18.5	11.4	11	-11	-12	1	-21.2	-9.3
10	9.5	11.4	13	-11	-12	0.5	-21	-9
10	9.5	11.4	13	-8.1	-9	0.5	-18.2	-9.2
10	9.5	11.4	13	-7	-8	0.5	-17.3	-9.5
10	9	11.4	13	-8.1	-7	1	-16.9	-9.8
10	9	11.4	13	-7	-6	1	-16	-9.8

Como se puede ver en la tabla anterior, las pérdidas de conversión rondan los 9 -10 dB, valores ligeramente superiores a los que aparecen en la hoja de características. A continuación, se analiza el comportamiento del mezclador doblemente equilibrado cuando no trabaja en los rangos de potencia para los que fue diseñado. Para ello se utilizan los mismos instrumentos que en las medidas anteriormente descritas (Figura 6-8). Se establecen las potencias de los dos generadores a 0 dBm, valores más parecidos a los que se tendrán en la realidad. Mientras que la frecuencia de OL es siempre 10 GHz, la de RF se barre desde los 9 hasta los 10 GHz. De esta manera, la frecuencia de la señal resultante va disminuyendo de 1 GHz a 0 Hz. Debido a que el analizador de espectros no permite visualizar señales de continua, se realiza la medida hasta los 100 MHz, siendo analizado su comportamiento a 0 Hz más adelante. La Tabla 6-4 muestra las pérdidas de conversión para esta configuración.

Tabla 6-4: Pérdidas de conversión del mezclador simple cuando recibe una potencia de 0 dBm

FRECUCENCIA (GHz)		POTENCIA (dBm)				FRECUCENCIA (MHz)	POTENCIA (dBm)	GANANCIA DE CONVERSION (dB)
OL	RF	OL		RF		IF	IF	
		G	A	G	A			
10	9	1.8	0.05	1.9	0	1000	-17.2	-17.21
10	9.1	1.8	0.05	1.9	0	900	-16.5	-16.5
10	9.2	1.8	0.05	1.9	0	800	-15.4	-15.4
10	9.3	1.8	0.05	1.9	-1	700	-15	-14.5
10	9.4	1.8	0.05	1.9	-0	600	-15.1	-14.8
10	9.5	1.8	0.05	1.9	0	500	-14	-14
10	9.6	1.8	0.05	1.9	0	400	-13.9	-13.97
10	9.7	1.8	0.05	1.9	-0	300	-13.8	-13.7
10	9.8	1.8	0.05	1.9	-0	200	-12.8	-12.55
10	9.9	1.8	0.05	1.9	-0	100	-13.3	-13.1

En comparación con los resultados obtenidos en la Tabla 6-3, donde se utilizaba el mezclador para la función para la que fue concebido, en esta situación las pérdidas de conversión han aumentado considerablemente. Esto se debe a que el mezclador está recibiendo una potencia de 0 dBm, 13 dB menos de lo indicado para la frecuencia de OL y que ésta es, además, igual a la de radiofrecuencia. Sin embargo, el circuito sigue funcionando correctamente.

Seguidamente, se realizan otras medidas manteniendo el mismo montaje. Esta vez, se busca que la frecuencia intermedia sea de 100 MHz, para lo que se han establecido la frecuencia de oscilador local (OL) de 10 GHz y la radiofrecuencia (RF) de 10,1 GHz. Ahora, mientras que la potencia de radiofrecuencia se mantiene en, aproximadamente, 0 dBm, la potencia de OL varía de los 13 a los -7 dBm. Los valores medidos y los resultados obtenidos de los cálculos se muestran en la Tabla 6-5. Se indica en la columna G la potencia que teóricamente sale del generador y en la columna A la que realmente proporciona, medida con el analizador de espectros.

Tabla 6-5: Pérdidas de conversión del mezclador simple con una frecuencia intermedia de 100 MHz

FRECUENCIA (GHz)		POTENCIA (dBm)				FRECUENCIA (MHz)	POTENCIA (dBm)	GANANCIA DE CONVERSION (dB)
OL	RF	OL		RF		IF	IF	
		G	A	G	A			
10	10.1	13	11.56	-8.4	-10	100	-15.1	-5.1
10	10.1	12	10.58	-8.4	-10	100	-15.3	-5.3
10	10.1	11	9.5	-8.4	-10	100	-15.5	-5.5
10	10.1	10	8.4	-8.4	-10	100	-15.7	-5.7
10	10.1	9	7.3	-8.4	-10	100	-15.9	-5.9
10	10.1	8	6.2	-8.4	-10	100	-16.2	-6.2
10	10.1	7	5.2	-8.4	-10	100	-16.8	-6.8
10	10.1	6	4.1	-8.4	-10	100	-17.2	-7.2
10	10.1	5	3.1	-8.4	-10	100	-17.7	-7.7
10	10.1	4	2.1	-8.4	-10	100	-18.5	-8.5
10	10.1	3	1.12	-8.4	-10	100	-19.3	-9.3
10	10.1	2	0.1	-8.4	-10	100	-21	-11
10	10.1	1	-0.9	-8.4	-10	100	-23.3	-13.3
10	10.1	0	-1.7	-8.4	-10	100	-28.08	-18.08
10	10.1	-1	-2.8	-8.4	-10	100	-32.55	-22.55
10	10.1	-2	-4	-8.4	-10	100	-39.4	-29.4
10	10.1	-3	-4.7	-8.4	-10	100	-48.8	-38.8
10	10.1	-4	-5.5	-8.4	-10	100	-60	-50
10	10.1	-5	-6.7	-8.4	-10	100	-69.22	-59.22
10	10.1	-6	-7.7	-8.4	-10	100	-71.6	-61.6
10	10.1	-7	-8.6	-8.4	-10	100	-73	-63

Es claramente notable que la ganancia de conversión disminuye con la potencia que recibe el mezclador.

Las tres mediciones que se acaban de detallar dan una idea del comportamiento del circuito SIM-24MH+ cuando se le aplican diferentes frecuencias y potencias. Efectivamente, siempre responde de una forma esperada, introduciendo más o menos pérdidas.

En los siguientes apartados referidos al mezclador simple, ambas entradas procederán del mismo generador, siendo lo más similar a la aplicación real del sistema una vez hayan finalizado las pruebas en el laboratorio. Para poder usar el mismo generador, es imprescindible dividir la señal en dos iguales.

Se añade un divisor de potencia resistivo. La potencia de las señales idénticas que llegan al mezclador será inferior a la originada con el generador. Según la hoja de características del divisor utilizado, el 11667B de Agilent Technologies (véase su hoja de características en el Anexo II), la potencia de las señales de salida es 6 dB inferiores a la de la entrada. Sin embargo, debido a su comportamiento de amplitud no plano con la frecuencia, las pérdidas introducidas por el divisor pueden ser algo mayores. Con el fin de ajustar los cálculos lo más posible se miden dichas pérdidas. Además, se obtiene, haciendo uso de un multímetro, la tensión a la salida del mezclador y del filtro paso bajo que se sitúa tras él. Este filtro se encarga de eliminar todas las señales indeseadas a la frecuencia suma de las frecuencias de las señales de entrada. Los sistemas de medida se muestran en la Figura 6-9.

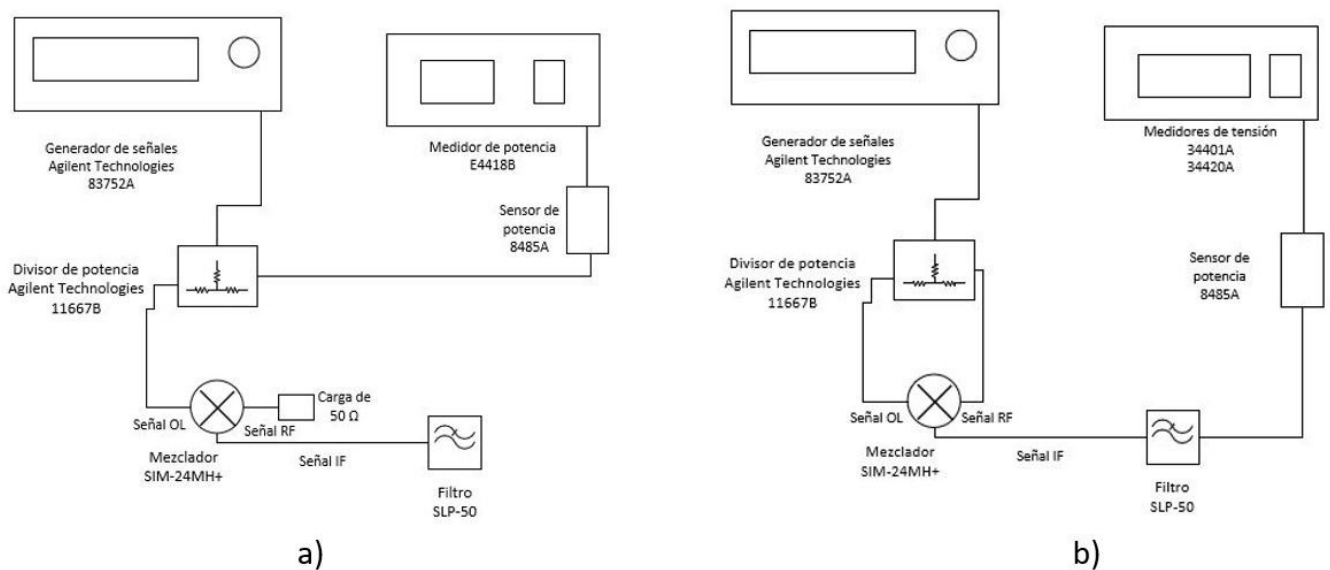


Figura 6-9: a) Banco de medida de la potencia de salida del divisor de potencia; b) banco de medida de la tensión de salida del mezclador

En la Tabla 6-6 se muestran los valores medidos de la potencia que realmente entra en el mezclador y la tensión continua de salida. Esta última se contrasta con dos multímetros distintos; uno regular y otro de alta precisión.

Tabla 6-6: Potencias y tensiones reales

GENERADOR		DIVISOR	MEZCLADOR-FILTRO	
F (GHz)	Pg (dBm)	Psalida (dBm)	V (V) 34401A (HP)	V (V) 34420A (HP)
10	17	11.25	0.661	0.656
10	16	10.05	0.622	0.618
10	15	8.86	0.581	0.574
10	14	7.66	0.532	0.525
10	13	6.46	0.457	0.455
10	12	5.25	0.377	0.38
10	11	4.03	0.311	0.314
10	10	2.8	0.259	0.263
10	9	1.59	0.226	0.227
10	8	0.39	0.217	0.219
10	7	-0.8	0.212	0.216
10	6	-1.9	0.191	0.199
10	5	-3	0.169	0.178
10	4	-4.06	0.515	0.159
10	3	-5.1	0.133	0.142
10	2	-6.13	0.11	0.122
10	1	-7.16	0.0763	0.11
10	0	-8.18	0.04	0.095
10	-1	-9.2	0.0157	0.079
10	-2	-10.21	0.004	0.033

Por las condiciones que se tienen en esta aplicación, el mezclador recibe aproximadamente 8 dB menos de la potencia disponible en el generador en cada una de las dos entradas.

6.2.2 Instrumentación de medidas

Anteriormente se han realizado las medidas adecuadas para la caracterización, tanto del mezclador doblemente equilibrado como del divisor de potencia. Todas esas mediciones se llevaron a cabo de una forma manual. Sin embargo, dado el elevado número de valores que se desea conocer en las numerosas configuraciones, se decide recurrir al control remoto de la instrumentación de medidas, haciendo más sistemático el proceso. Se hace uso del estándar GPIB (General Purpose Instrumentation Bus) para controlar los dispositivos con un ordenador. El código de control, programado en lenguaje MATLAB, consta de los siguientes puntos:

1. Apertura de canales: se establece la conexión entre los dispositivos y el programa de control.
2. Se fijan los valores iniciales del generador de señales y se modifican conforme avance su ejecución.

3. Se recogen los valores de tensión de salida del mezclador, medidos con el multímetro y se añaden en una hoja de cálculo para su posterior utilización.

Como consecuencia del rizado de la potencia con la frecuencia se debe crear una tabla que la haga constante a lo largo de la banda. En primer lugar, se hace un balance del sistema mostrado en la Figura 6-10, en donde se mide la potencia recibida en el mezclador. De este modo, se determina con qué potencia es conveniente configurar el generador.

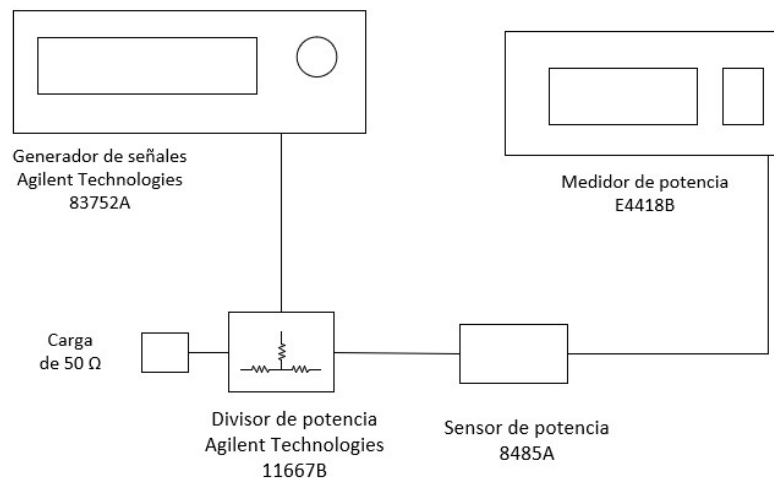


Figura 6-10: Esquema de la medición de la potencia a la salida del divisor de potencia

Se sitúa el sensor de potencia en una de las salidas del divisor y se termina la otra con una impedancia de 50 Ω . Se mide con el medidor de potencia E4418B, previamente calibrado, y se recogen los resultados mediante el control remoto de la instrumentación. Posteriormente, se crea la tabla “flatness”, que permite mantener constante la potencia, restándole a cada valor obtenido el de la potencia máxima media. Una vez creada la citada tabla se comienzan a realizar las medidas.

6.2.3 Medida del offset

Como se explicó en el Capítulo 5, una condición imprescindible para que un mezclador pueda ser utilizado como detector de fase es que su offset sea lo suficientemente pequeño en comparación con la señal de salida. Este se obtenía al medir la tensión de salida cuando sólo entra señal por el puerto de OL. Por este motivo, una vez caracterizado el mezclador y comprobadas las pérdidas de conversión que introduce en la banda de funcionamiento, se procede a medir el offset que presenta.

El banco de medida para medir el offset se describe en la Figura 6-11. Está formado por un generador de señales, que produce una señal con potencia constante en el rango de frecuencias comprendido entre los 10 y los 20 GHz. Posteriormente, la señal se divide en fase en otras dos idénticas, siendo una de ellas la entrada de oscilador local del mezclador. La entrada de radiofrecuencia se termina con una carga de 50 Ω . Por otro lado, la salida se conecta a través de la

T de polarización 11612A (Anexo III) al multímetro HP-34401A donde se mide la tensión. Tanto el generador como el multímetro están controlados por control remoto de instrumentación. En el primer caso para configurar el generador y en el segundo para recoger los resultados.

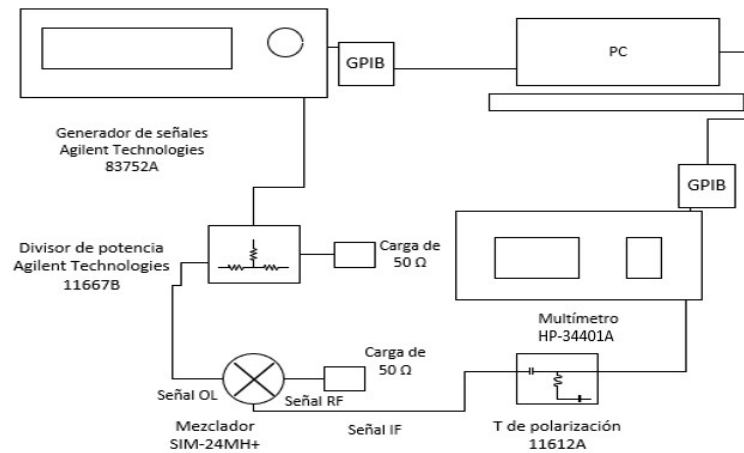


Figura 6-11: Banco de medida del offset

6.2.4 Diferencia de fase no constante con la banda de frecuencia

En esta sección se pretende hacer un estudio que determine de forma empírica la diferencia de fase entre las dos señales que llegan al detector de fase. Además, se desea conocer las pérdidas que introduce el sistema y evaluar cómo se ven afectadas las señales.

Se instala en el laboratorio un banco de medidas similar al que con anterioridad se ha utilizado para determinar el offset. En la Figura 6-12 se puede observar que está formado por un generador de señales conectado mediante un cable coaxial modelo VGX18 de Vitelec al divisor de potencia resistivo. Las dos señales de salida del divisor se introducen (haciendo uso de cables coaxiales SP de Pasternack) como entradas OL y RF del mezclador doblemente equilibrado. Estos cables han sido elegidos con esmero para que estén apareados en fase. Su estudio podrá verse más adelante. Finalmente, se observa la señal de salida del mezclador con un multímetro.

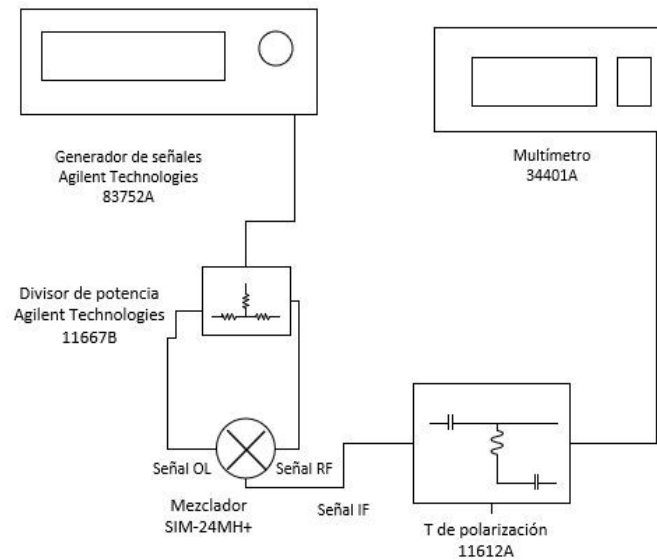


Figura 6-12: Banco de medida de la tensión de salida del mezclador simple

La tensión continua de salida del mezclador depende de la frecuencia de la señal de entrada, de la fase diferencial (o fase externa) entre las dos entradas, θ , y de la fase interna que añade el mezclador $\phi(f)$, que depende de la frecuencia. La tensión de continua de salida V_o puede expresarse según:

$$V_o(f) = A(f) \cos(\theta + \phi(f)) \quad (6-1)$$

Donde $A(f)$ es la amplitud de la señal de continua de salida para el caso teórico en el que tanto la fase externa como la interna (θ y ϕ) sean nulas. Para obtener los valores de amplitud y fase interna de la ecuación anterior (dos incógnitas) es necesario tener dos medidas diferentes con distinta fase diferencial θ entre las dos entradas y poder despejar así los valores $A(f)$ y $\phi(f)$. Se efectúa, por tanto, la medida del voltaje a la salida del mezclador para un determinado par de cables a la salida del divisor de potencia. De este modo, para una frecuencia concreta se tiene:

$$V_{o1} = A(f) \cos(\alpha + \phi) \quad (6-2)$$

$$V_{o2} = A(f) \cos(\beta + \phi) \quad (6-3)$$

En las relaciones anteriores, los valores de α y β se corresponden con la diferencia de fase externa de dos cables diferentes respecto a uno fijo.

Para poder detectar las fases de las señales en un futuro, es necesario calibrar el sistema de medida. Se supone por ello que α y β (las fases que una vez puesto en marcha el detector se querrán conocer) son conocidas. Los valores de tensión de salida, V_{o1} y V_{o2} , del mezclador también son conocidos, pues se han medido con el multímetro. Se resuelve con ayuda de MATLAB el

sistema de ecuaciones formado por las ecuaciones 6-2 y 6-3, obteniéndose los siguientes resultados:

$$A = \frac{(1 + \cos \alpha)(1 + \cos \beta) \sqrt{\frac{Vo1^2 + Vo2^2 - 2\cos(\alpha - \beta) Vo1 Vo2}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)^4 \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)^4}}}{4 \sin(\alpha - \beta)} \quad (6-4)$$

$$\phi = -2 \tan^{-1} \left(\frac{Vo2 \sin \alpha - Vo1 \sin \beta + \frac{1}{2}(1 + \cos \alpha)(1 + \cos \beta) \sqrt{\frac{Vo1^2 + Vo2^2 - 2\cos(\alpha - \beta) Vo1 Vo2}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)^4 \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)^4}}}{Vo2 \cos \alpha - Vo1 \cos \beta} \right) \quad (6-5)$$

Según se ha mencionado, los cables que permiten la entrada al mezclador han sido seleccionados con sumo cuidado. El principal motivo es reducir al mínimo posible los desfases que introducen ambos cables a las señales que transportan (que se suponen iguales). En este caso, el desfase entre las señales podría considerarse despreciable.

A continuación, se especifica el método seguido para la elección de los cables. Se comienza uniendo el divisor con los cables identificados formando una red de tres puertos según se refleja en la Figura 6-13. Seguidamente, se miden con el analizador de redes (previamente calibrado) los parámetros de Scattering entre el puerto de entrada y cada uno de los dos puertos de salida. Cabe destacar que no se pueden visualizar todos simultáneamente, pues el analizador solo tiene dos puertos de trabajo. Se obtienen primero los parámetros de dispersión de una red de dos accesos y después los de la otra. Es conveniente que el puerto que no se está midiendo se termine con una carga de 50 Ω , mismo valor que la impedancia de los cables, evitando desadaptaciones de impedancia en el sistema.

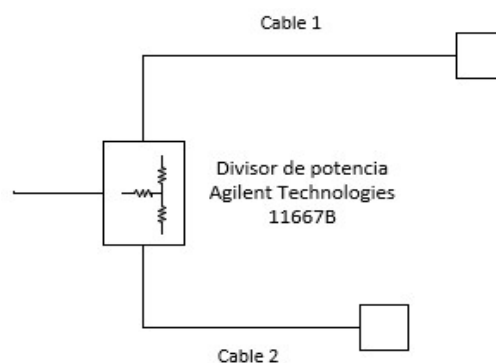


Figura 6-13: Sistema formado por el divisor de potencia y dos cables cualesquiera

Concretamente, se realiza esta prueba con cuatro cables distintos, tres de ellos de la misma longitud física (SP6-C2, SP6-C3 y SP6-C7) y un cuarto más corto (SP4-C5), comprobándose la diferencia de fase de las distintas combinaciones. Se observan los parámetros de Scattering en el rango de frecuencia de interés, especialmente el módulo y la fase del parámetro S_{21} , que representan las pérdidas y la fase del conjunto examinado respectivamente. Una primera idea del comportamiento de los cables se puede advertir considerando dos frecuencias dentro de la banda y evaluando sus correspondientes fases. Las combinaciones comparadas son:

- Combinación 1: SP6-C2 y SP6-C7
- Combinación 2: SP6-C3 y SP6-C7
- Combinación 3: SP6-C2 y SP6-C3
- Combinación 4: SP6-C7 y SP4-C5

El conjunto formado por los cables SP6-C7 y SP6-C3 es el que menos desfase relativo introduce siendo de 2.11° a 10 GHz y de 2.61° a 11GHz, frente a los $5 - 8^\circ$ de desfase relativo θ de las demás combinaciones. Por otro lado, las atenuaciones relativas entre los dos cables son solamente de 0.08 y 0.09 dB en cada una de las frecuencias, es decir, muy bajas.

Debido a que, como se ha citado antes, el analizador de redes PNA disponible en el laboratorio cuenta solamente con dos puertos, resulta útil calcular la matriz de la red de tres puertos, matriz S de 3 x 3 elementos, a partir de los datos recogidos de las matrices S de las redes de dos puertos. Esto se lleva a cabo con el software ADS. Se crea el circuito, como se puede ver en la Figura 6-14. Está formado por una caja de parámetros S de tres puertos, a la que se añaden los parámetros de las dos redes de dos puertos medidos con el analizador, que definen los componentes de acceso de datos.

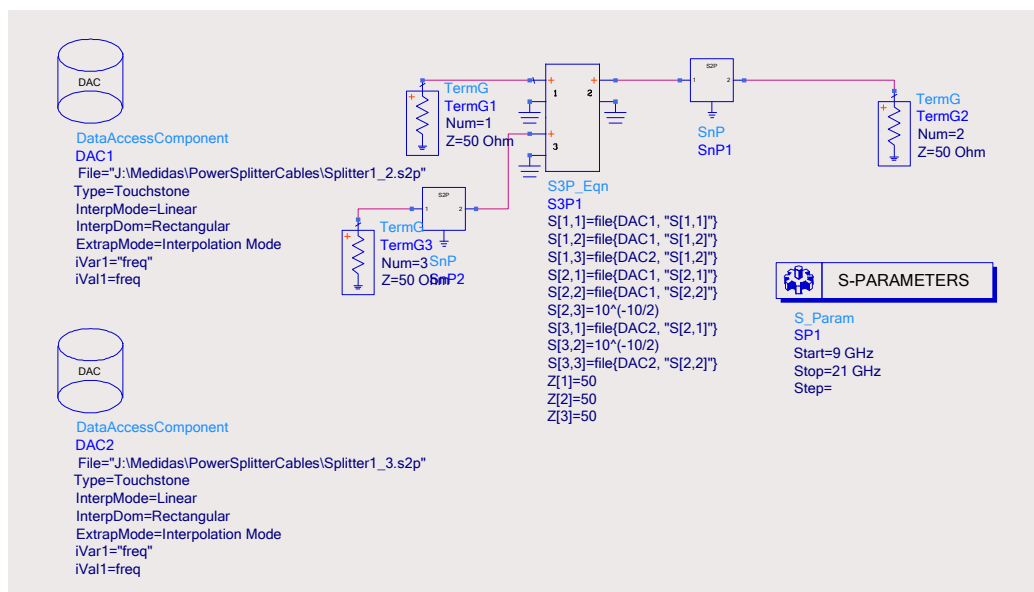


Figura 6-14: Esquema del sistema en ADS

Finalmente se efectúa una simulación de parámetros S entre 9 y 21 GHz, cubriéndose por completo la banda del detector de fase.

Según se determinó en la ecuación 6-1, la tensión de salida en cada uno de los dos cables es proporcional a las pérdidas y a la diferencia de fase de estos. La diferencia de fase entre ambas salidas, ver Figura 6-13, se representa gráficamente en la Figura 6-15.

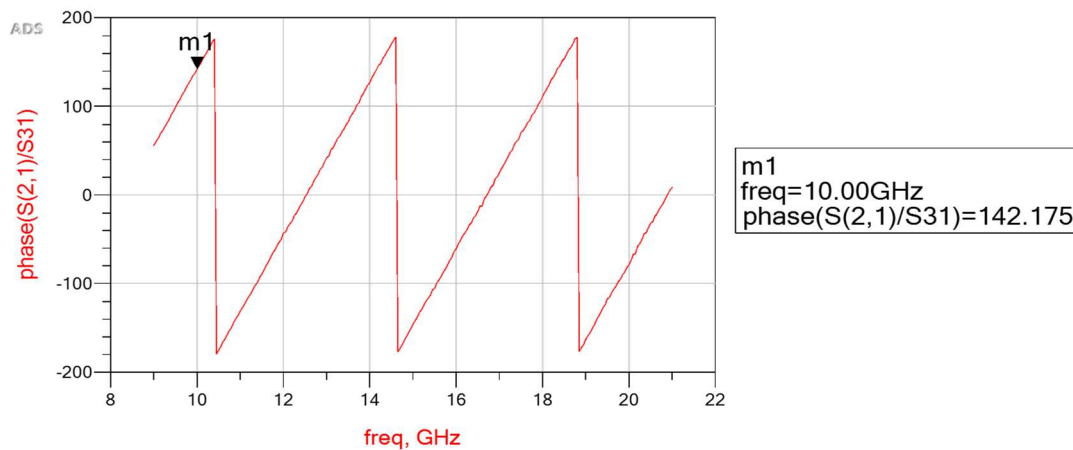


Figura 6-15: Diferencia de fase entre los dos caminos

Asimismo, la tensión de salida del detector de fase debería ser proporcional al coseno de la diferencia de fase existente entre las dos entradas al mismo. Se puede ver su forma de onda en la Figura 6-16.

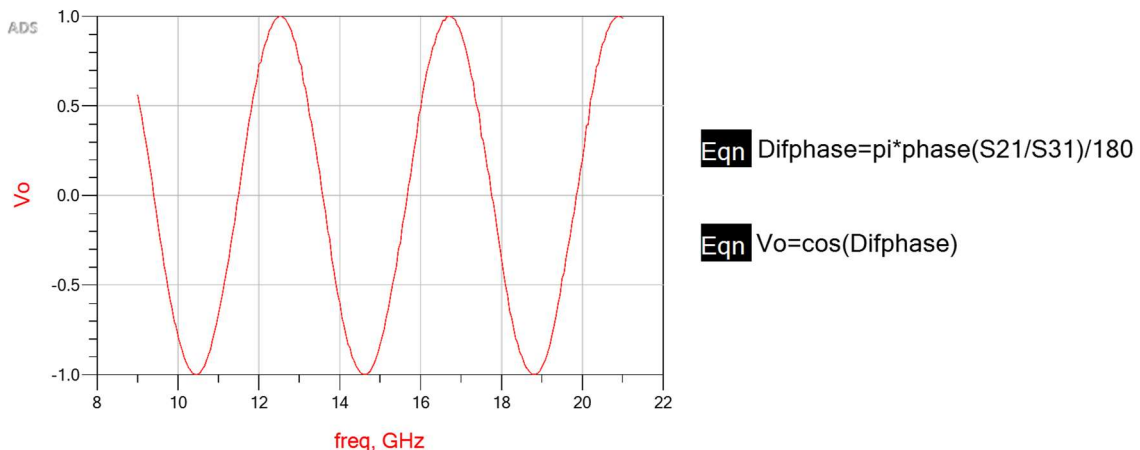


Figura 6-16: Forma de onda de la tensión de salida del mezclador simple

Se miden a continuación las tensiones de salida del mezclador, para todos los conjuntos de dos cables, así como los offsets que presentan. Para realizar esta medida, se obtienen del generador de señales dos potencias; 8 y 11 dBm. Teniendo en cuenta que el conjunto divisor de potencia y cable tiene unas pérdidas de unos 8 dB, se recibe en cada caso 0 y 3 dBm a la entrada del mezclador.

Como viene siendo habitual, el primer paso a llevar a cabo es la medida del offset. Se mide en este caso el offset para cada combinación y para cada nivel de potencia, pues es necesario comprobar que el mezclador doblemente equilibrado que se está utilizando se puede aplicar como detector de fase en cada una de las potencias. El sistema de medición tiene el mismo esquema que se utilizó previamente y que se puede consultar en la Figura 6-11.

Para profundizar el análisis, se recogen todos los valores de tensión continua a la salida del mezclador, tanto cuando se mide el offset, con solo una señal aplicada en el puerto de OL, como cuando se introducen las dos señales (entradas de OL y de RF). Se hace uso del control remoto de la instrumentación de medida, para garantizar que el mezclador recibe en todo momento la misma potencia. A continuación, se representan dichos valores en varias gráficas con el fin de visualizar los resultados.

En primer lugar, en la Figura 6-17 se han representado los valores de los offsets de DC y las tensiones de salida para cada una de las cuatro combinaciones posibles de dos cables y para dos casos dados por dos niveles de potencias diferentes.

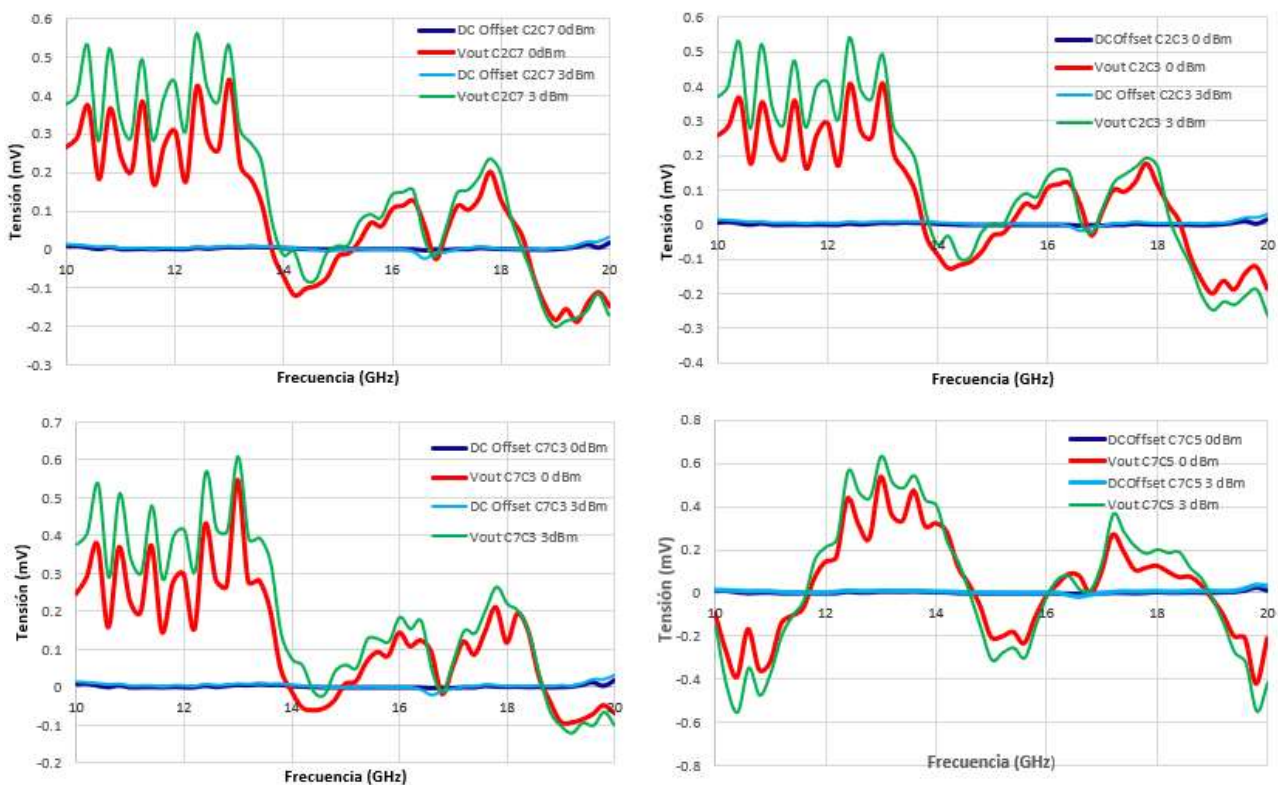


Figura 6-17: Comparaciones de las tensiones de salida con los offsets de cada combinación

Se analizan detenidamente los resultados obtenidos, donde se puede ver cómo los niveles de offset de DC se encuentran en torno a cero. No obstante, la tensión DC de salida es inferior al offset en ciertas frecuencias. No supone un gran problema entre 14 y 16 GHz porque como se ha mencionado en varias ocasiones, esa banda carece de interés. Sin embargo, sí que es perjudicial tanto al final de la banda como en el comienzo en el caso de la cuarta combinación de cables.

Pese a estos primeros inconvenientes, se continúa analizando el sistema. En la Figura 6-18 se representan los valores de offset del mezclador cuando se le aplican 0 dBm. Como se puede ver, son muy similares en todos los casos.

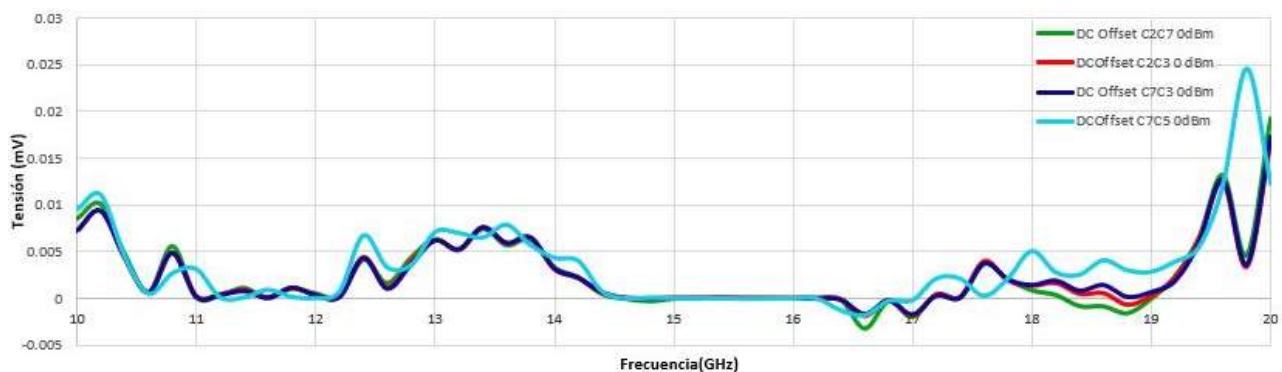


Figura 6-18: Formas de onda de los offsets para cada par de cables

Finalmente se representan en la Figura 6-19 los offsets para cada combinación de cables. Así se pueden ver las diferencias en la forma de onda del offset en función de la potencia en las distintas frecuencias.

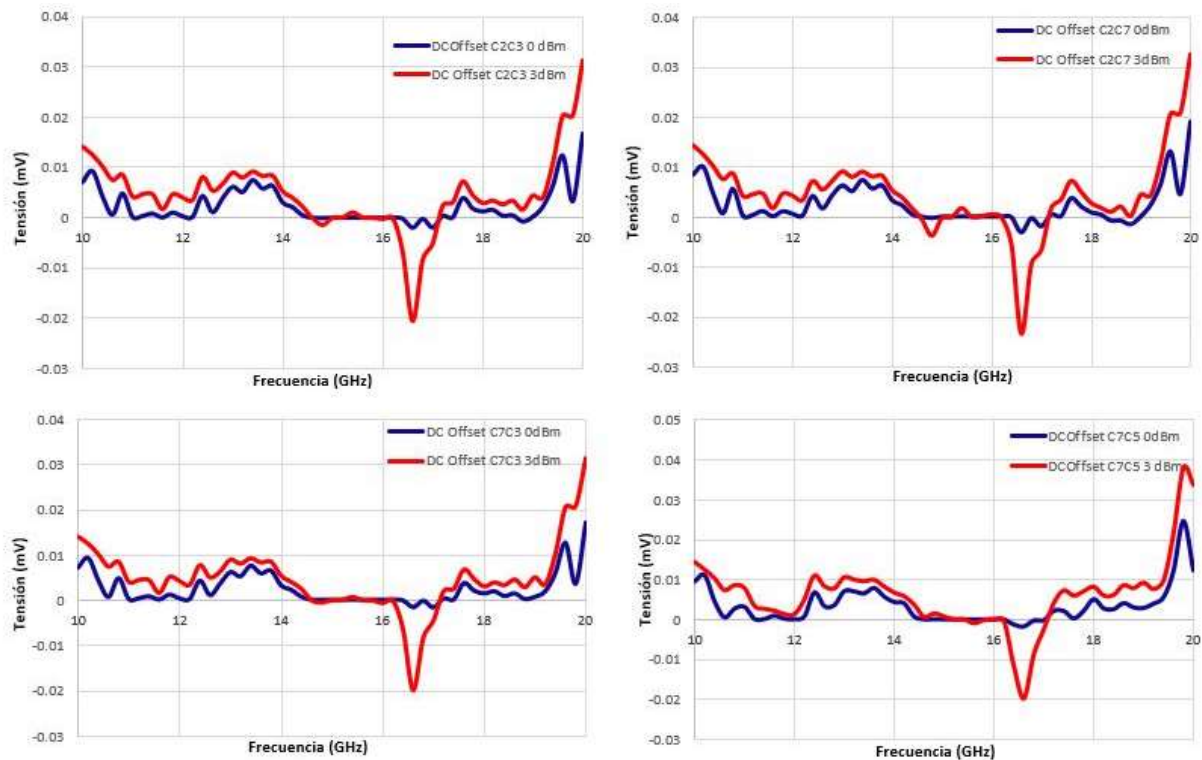


Figura 6-19: Comparaciones de offsets con distintas potencias

Se estudian atentamente las formas de los offsets en cada caso en función de la frecuencia y se llega a la conclusión de que, pese a ser una combinación más próxima al caso ideal, todas ellas muestran unos niveles muy parecidos, siendo viable la detección de fases en cualquiera de los casos. El offset es exclusivamente consecuencia del propio mezclador, de la potencia y de la frecuencia.

Una vez medidos los offset se realizan las medidas de las salidas con entradas por los dos puertos, OL y RF, para diferentes pares de cables. En la Figura 6-20, se representan las tensiones para cada par de cables a lo largo de toda la banda, cuando se aplican 0 y 3 dBm.

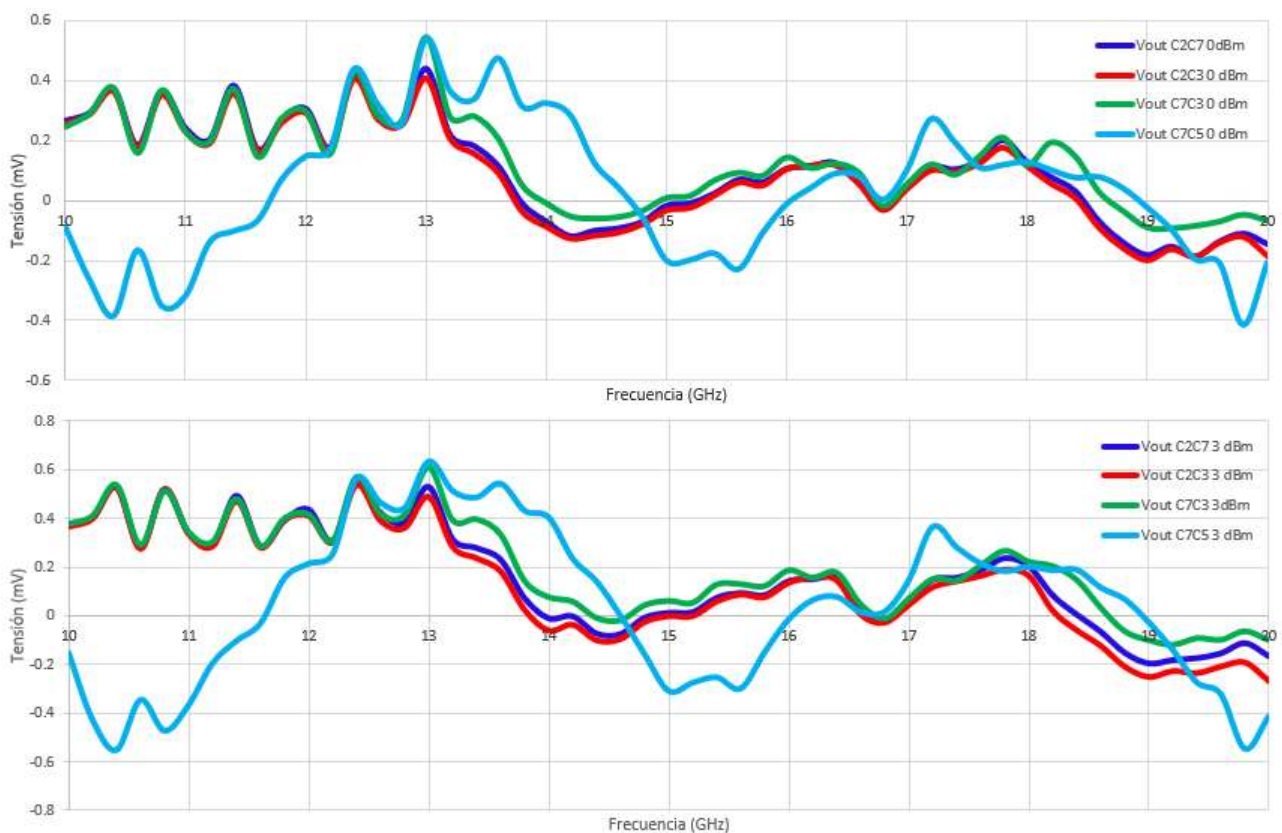


Figura 6-20: Tensión de salida para cada combinación de cables con una potencia aplicada de: a) 0 dBm y b) 3 dBm

Como es de esperar, al aplicar más potencia la tensión de salida es mayor. Se puede ver además que las formas de ondas son similares en ambos casos, apreciándose diferencias entre las distintas combinaciones.

Llegados a este punto se amplía el estudio evaluando el mismo sistema cuando se le aplica más potencia. Debido a que el generador utilizado no puede suministrar una potencia superior a la ya usada, se añade a la salida del generador un amplificador de potencia que aumente la señal, Agilent 83017A, trabajando por lo tanto con el banco de medidas representado en la Figura 6-21. El objetivo de añadir dicho amplificador es conseguir señales con potencias superiores en las

últimas frecuencias de la banda. Junto con la tabla “flatness”, ayuda a conseguir una potencia constante en todo el rango de frecuencias.

Se añaden además en esta ocasión dos fuentes de alimentación para polarizar el amplificador. Se consigue llegar de esta manera hasta los 10 dBm a la entrada del mezclador.

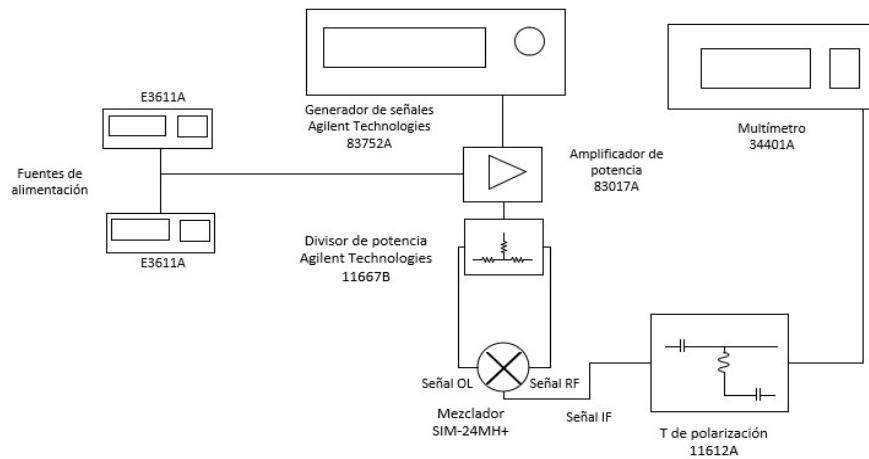


Figura 6-21: Banco de medida del mezclador simple con la señal amplificada

Del mismo modo que se ha hecho en ocasiones anteriores, se contrasta la tensión de salida con el offset, viéndose el resultado en la Figura 6-22.

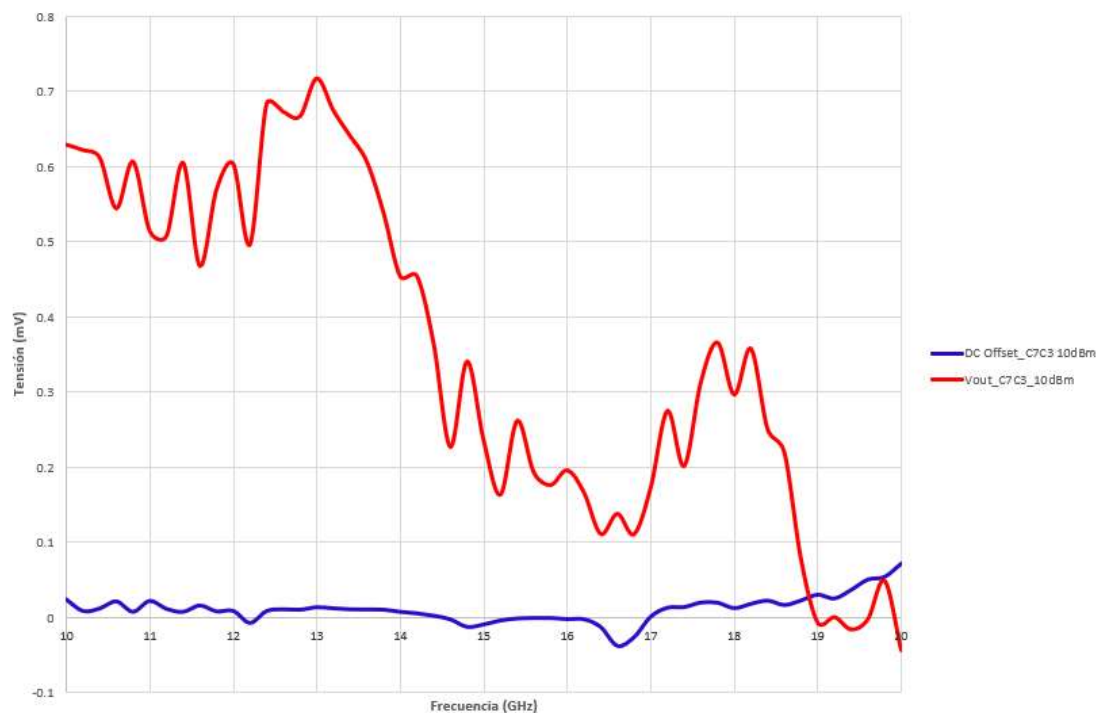


Figura 6-22: Comparación de los niveles de tensión y offset al aplicar una potencia de 10 dBm

Afortunadamente, bajo estas condiciones el mezclador puede seguir utilizándose como detector de fase, aunque nuevamente la tensión del offset es ligeramente superior a la tensión de salida al final de la banda, pudiendo enmascarar dicha señal de salida. En la Figura 6-23 se comparan los valores de los offsets para cada una de las potencias de prueba.

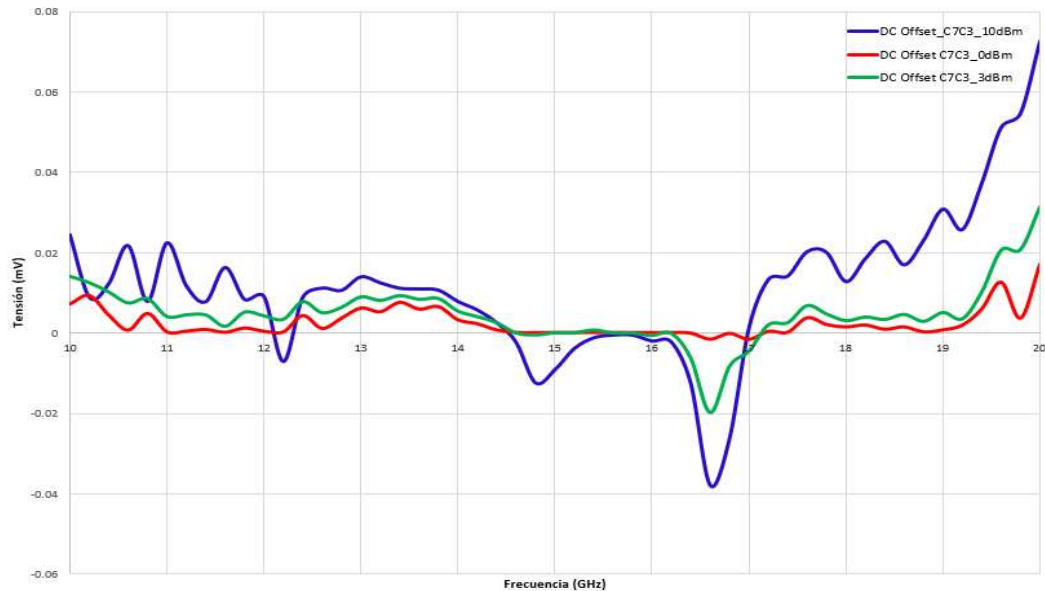


Figura 6-23: Valores de offset para cada una de las potencias aplicadas

Conforme aumenta la potencia recibida, más alta es la tensión de salida. En el gráfico anterior (Figura 6-20) se refleja claramente esta característica. Esto quiere decir que el mezclador proporciona menos espurios cuanto menor es la potencia. Prestando atención a los valores numéricos de tensión, los valores de las tensiones de offset son del orden de los microvoltios por lo que no son valores relevantes comparados con los niveles de la señal de salida.

En la Figura 6-24 se representa una comparación de la tensión de salida del mezclador simple en función de los cables (cuyas diferencias de fase son distintas) que se sitúan a la entrada del mezclador.

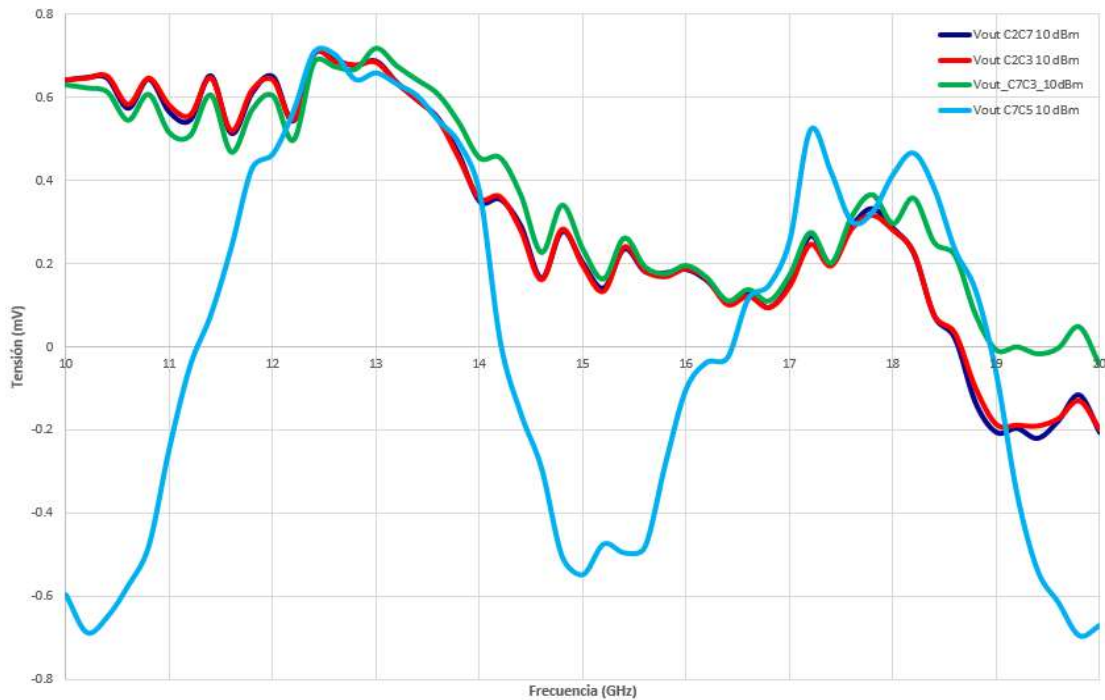


Figura 6-24: Tensión de salida cuando se aplica una potencia de 10 dBm

Con la potencia suministrada aumenta la tensión de salida, tal y como se pudo deducir en las dos situaciones anteriores. Al igual que sucedió en aquellas pruebas, el cambio del uso de un par de cables a otros se refleja considerablemente en la tensión. La forma de onda de la amplitud es bastante parecida cuando los cables son de la misma longitud física, aunque se ven ciertas disparidades; por otro lado, al intercambiar un cable por otro de distinta longitud, el resultado se altera considerablemente. Es conveniente, conocer muy bien las dimensiones de los cables que forman parte del sistema, así como las fases que introducen a las señales que se están transmitiendo por el mismo.

El sistema que se ha planteado no es apto para detectar la fase, porque pequeños cambios en los pares de cables cambian el resultado de una forma abrupta, lo que no permite hacer una buena calibración.

6.2.5 Diferencia de fase constante con la banda de frecuencia

En el apartado anterior se ha visto cómo se realiza el cálculo de la fase exacta de una señal. Sin embargo, el sistema utilizado puede parecer algo inestable debido a que el resultado obtenido depende de forma directa de los cables concretos que se hayan empleado. En esta sección se trata de sortear este inconveniente. Una primera solución es utilizar unos desfases conmutados gracias a los cuales se establece de antemano la alteración que van a sufrir las señales procedentes del divisor de potencia.

El sistema que se utiliza a continuación se describe en la Figura 6-25.

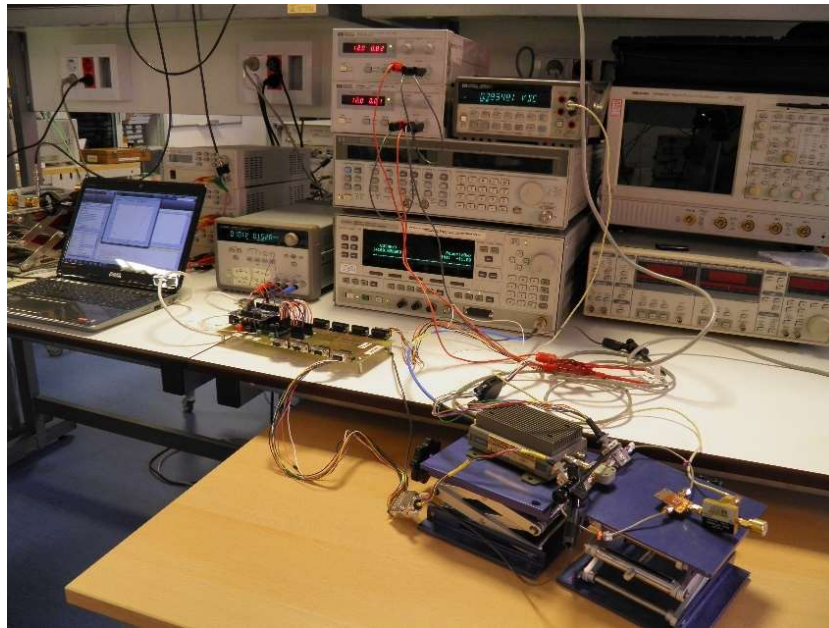


Figura 6-25: Banco de medida del mezclador simple con los desfasadores

El divisor de potencia es el Agilent 11667B, el mismo que se ha utilizado en las medidas anteriores. Los desfasadores son chips MMIC modelo CGY2173UH de OMMIC, cuya hoja de características de puede consultar en el Anexo IV. Son desfasadores conmutados digitales de 6 bits y de banda ancha, cubriendo nominalmente de 6 a 18 GHz, aunque se pueden usar hasta 20 GHz con características aceptables de amplitud y de fase. Se pueden introducir saltos de fase nominales de 180°, 90°, 45°, 22.5°, 11.25° y 5.625°, siendo el valor de desfase aproximadamente constante en toda la banda de frecuencia.

Se miden en primer lugar los parámetros de dispersión, parámetros S, en el conjunto de los elementos del banco de medida. Para la detección de fase, es importante conocer las pérdidas o atenuación que sufren las señales (módulo del parámetro S_{21}) desde que entran en el sistema hasta que se miden, así como la fase (argumento del parámetro S_{21}).

Se hace uso nuevamente del analizador de redes. Se miden las fases y las pérdidas con la incorporación de los desfasadores, utilizando la misma calibración. En la Figura 6-26 se muestra el banco de medidas de los parámetros S utilizado en el laboratorio.

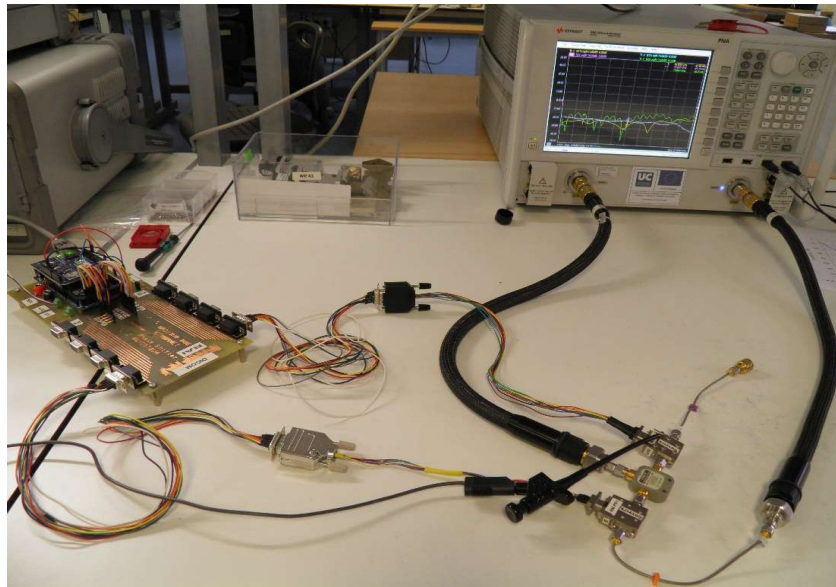


Figura 6-26: Medida de los parámetros de Scattering del divisor de potencia con los desfasadores y los cables

A continuación, se miden las fases de los desfasadores. Se obtienen los parámetros de dispersión del sistema para distintas combinaciones de fases. En la práctica se mantiene siempre uno de ellos a 0° , mientras que el otro se varía desde 0° hasta los 270° . La diferencia de fase entre un punto de medida y el siguiente será siempre el doble de la anterior, correspondiéndose con los valores de fase nominal de la tabla de verdad de los componentes. Los estados de fase se cambian mediante un circuito con un Arduino controlado remotamente desde un PC, del mismo modo que se controlan el generador y el multímetro. En este caso, se escriben unas líneas de código de Matlab en las cuales se abre en primer lugar el canal de comunicación entre el programa y el Arduino. Posteriormente, se asignan las fases de los desfasadores.

Tras almacenar los resultados de las medidas de los parámetros S, se efectúan las medidas de las tensiones de salida. En este caso se deben realizar para cada uno de los diferentes estados de fase de los desfasadores conmutados. Previamente, es conveniente ver el nivel de offset producido por el sistema. Como se vio en la sección anterior, este es independiente de la fase, por lo que es suficiente con evaluarlo una única vez. Se ha decidido, por simplicidad, hacerlo cuando ambos desfasadores conmutados introducen una fase de 0° . La comparación del offset con la tensión de salida se muestra en la Figura 6-27.

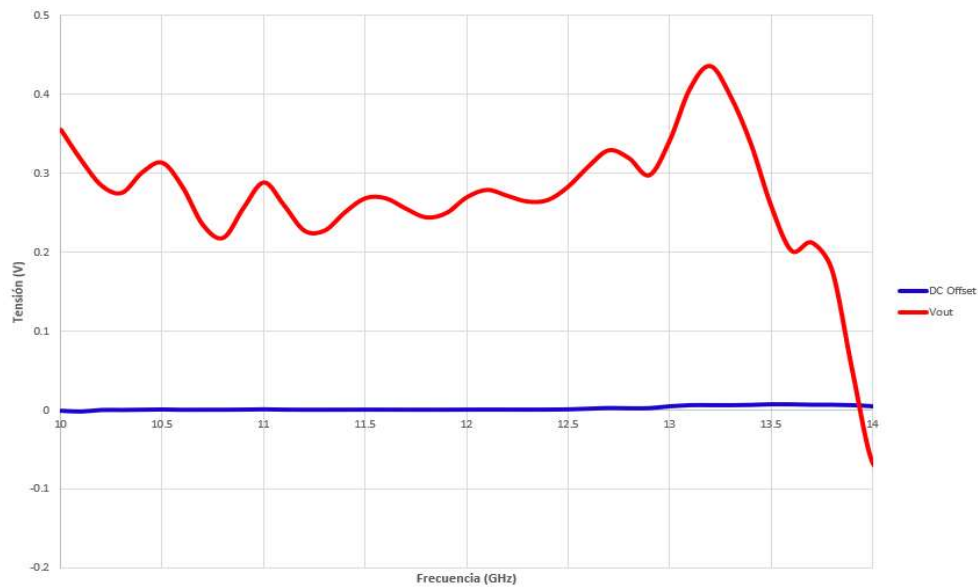
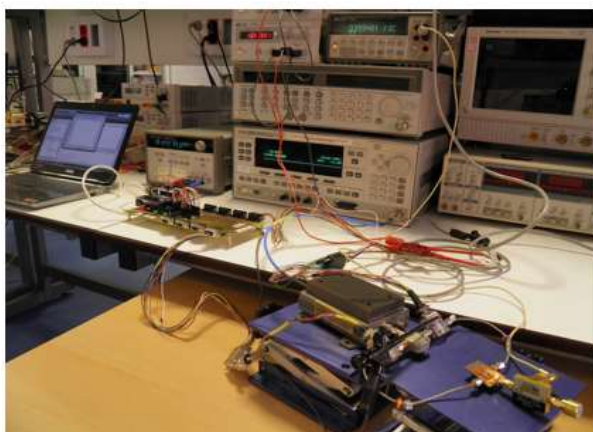


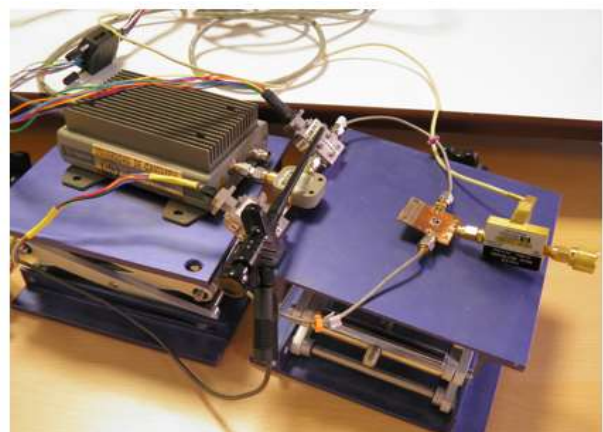
Figura 6-27: Representación del offset frente a la tensión de salida

Analizando la gráfica anterior se puede ver que los cambios efectuados en el sistema no influyen negativamente en la validez del mezclador para la detección de fases.

Seguidamente, se configura el sistema completo. Se añade el mezclador con la T de polarización y se conecta el conjunto al generador de señales y al multímetro. Por otra parte, se polariza el amplificador. También se establecen las conexiones pertinentes entre el circuito Arduino y los desfases. Se comienzan así las medidas de la tensión para todas y cada una las fases que se evaluaron previamente. Este nuevo banco de medidas se puede ver en la Figura 6-28.



a)



b)

Figura 6-28: a) Banco de medida del mezclador con los desfases; b) El mezclador simple en el sistema de medida

Se representan en la Figura 6-29 las fases internas de las situaciones analizadas. Estas fases se han obtenido mediante el cálculo, con ayuda de Matlab, a partir de las medidas de las tensiones de salida para cada estado de los desfases conmutados.

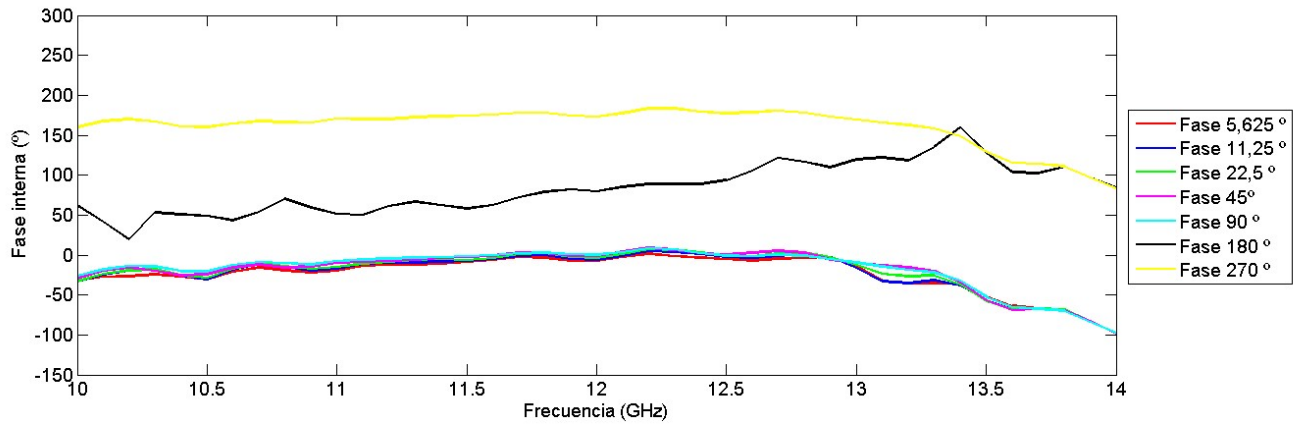


Figura 6-29: Fase interna del mezclador simple para determinadas fases externas fijas

En la gráfica anterior se puede observar cómo la mayoría de las fases internas resultantes siguen un mismo patrón, mientras que dos de ellas, las correspondientes a las fases externas de 180 y 270 °, difieren en gran medida del resto. Se desechan dichas medidas ya que se suponen erróneas, bien por motivos relativos a la medida en el laboratorio como, por ejemplo, ajustes de las conexiones o posiciones de los cables, o por cuestiones matemáticas que se presentarán más adelante. Se recogen estas medidas válidas en la Figura 6-30.

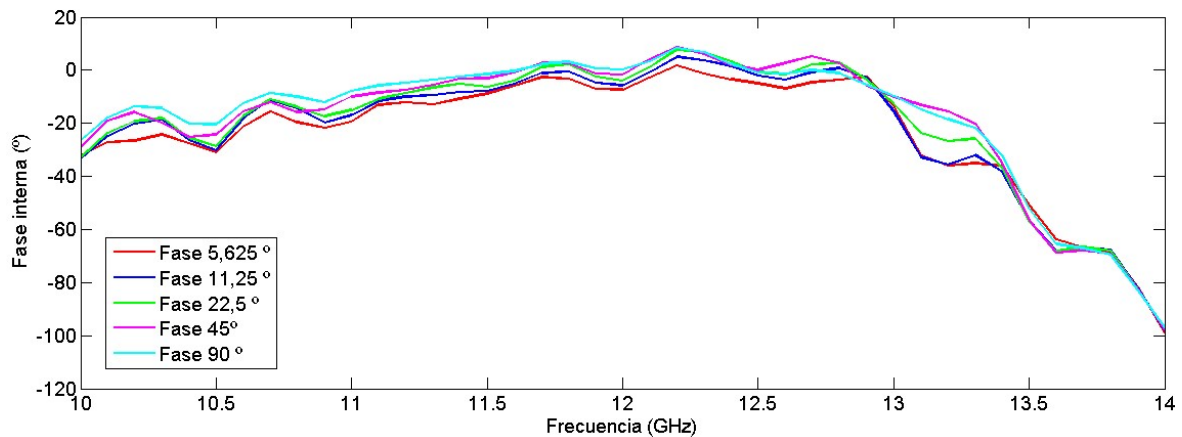


Figura 6-30: Fase interna del mezclador simple las medidas seleccionadas

En esta vista ampliada se puede ver la fase interna del mezclador doblemente equilibrado.

Lo mismo sucede con la amplitud de la tensión de salida. En la Figura 6-31 se representen las amplitudes para todas las fases externas configuradas.

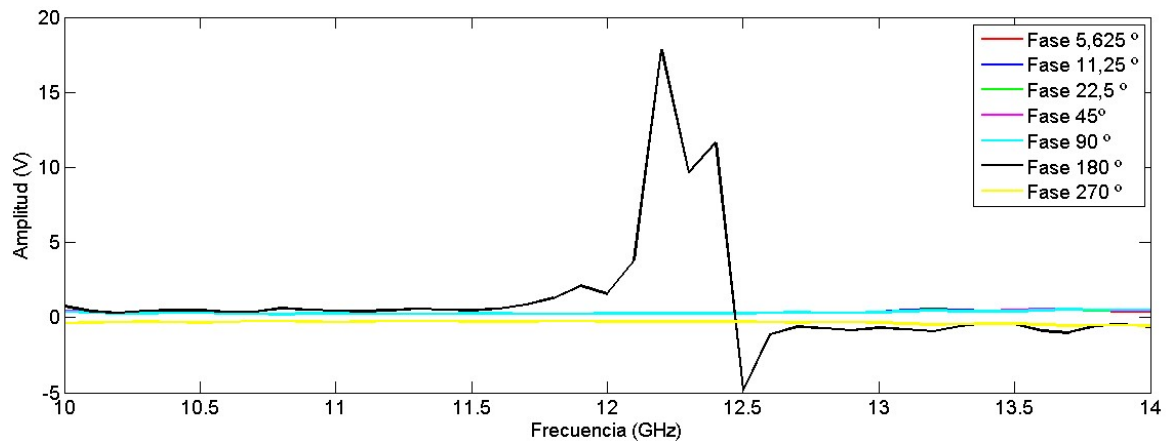


Figura 6-31: Amplitud de salida del mezclador solo con los desfases

Apenas se pueden distinguir todos los resultados porque hay dos medidas desplazadas respecto al resto. En la Figura 6-32 se han representado exclusivamente las tensiones de salida correctas. Nótese que el eje de ordenadas se ha aumentado para poder ver de una forma más clara todas las señales.

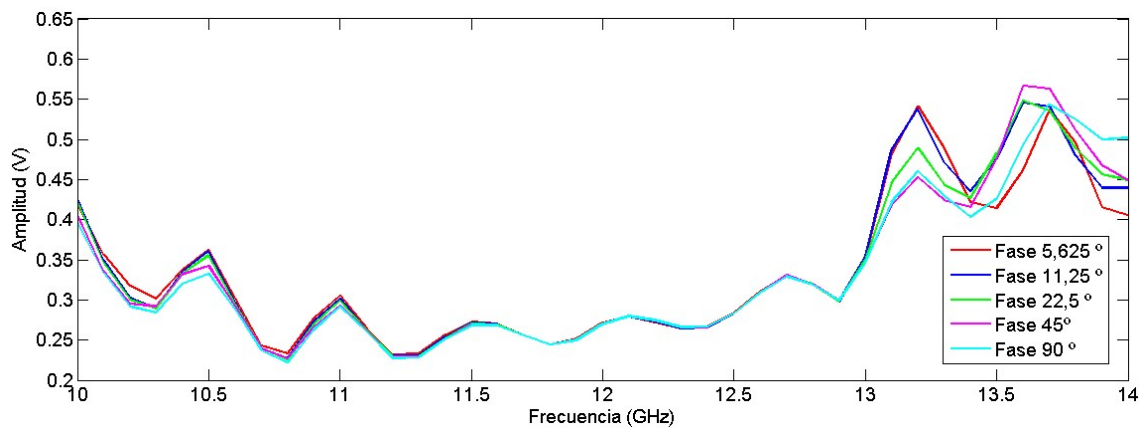


Figura 6-32: Tensión de salida para las fases externas seleccionadas

Pese a conocerse con exactitud la diferencia de fase existente entre ambos puertos de entrada del mezclador, siguen siendo necesarias dos medidas para resolver el sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas derivado de la ecuación (6-1).

6.2.6 Conclusiones

La fase interna del mezclador es un parámetro fijo que introduce el propio mezclador debido a los componentes que lo forman. Por este motivo, debe afectar por igual a todas las señales que pasan por este. Tras observar detenidamente los resultados obtenidos con las medidas realizadas se concluye que no es posible usar un único mezclador doblemente equilibrado para detectar la fase de las señales incidentes. Pese a que en los apartados desarrollados en este capítulo se podía

ver la forma de la fase interna y que era aproximadamente igual en la mayoría de los casos, cuando se ha intentado calcular la fase externa de la señal de entrada los errores han sido considerablemente grandes y los resultados incorrectos.

Se deduce que la fase externa calculada no se puede extraer unilateralmente de las medidas realizadas, debido a cuestiones relacionadas con las operaciones trigonométricas necesarias para obtener dicho valor. Recordando que la señal de tensión de salida del mezclador es de la forma $V = A(f) \cos(\theta + \phi)$, la única manera de conocer la fase de la señal de entrada, θ , es despejándola de la ecuación anterior. Para ello, hay que realizar el arco-coseno de $\frac{V}{A(f)}$. El problema encontrado es que no siempre es posible recuperar la fase correcta, sino que puede dar como resultado uno de sus ángulos complementarios, pues con un único valor de tensión no hay información suficiente para situarlo en un solo cuadrante. En el caso en el que la suma de las dos fases es positiva, es decir, $\theta + \phi > 0$, sí que es posible detectar la fase correctamente. En el resto de las situaciones, el detector de fase no sería válido.

Además de esta restrictiva condición, con el mezclador simple siempre son necesarias dos medidas por las condiciones matemáticas previamente explicadas, lo que hace que el sistema no sea demasiado eficiente, pues no todas las medidas se han realizado exactamente en igualdad de condiciones. El tiempo que transcurre entre una medida y otra y la posición de los conectores y cables podría ser también un factor importante a la hora de obtener los resultados.

Estas conclusiones impulsan a mejorar el sistema, un sistema válido y fiable sin limitaciones.

Demodulador IQ como detector de fase

En el capítulo anterior se han argumentado las razones por las cuales un único mezclador doblemente equilibrado no es suficiente para la detección de fase. Es en este momento cuando se inicia la búsqueda de una mejora que evite los problemas encontrados en las anteriores pruebas.

Una primera idea es utilizar dos mezcladores idénticos en vez de uno como se ha hecho hasta el momento. Dichos mezcladores se emplean como parte de un demodulador IQ gracias al cual se reducen las inestabilidades y se aumenta la fiabilidad del detector de fase en gran medida, ya que un demodulador IQ tiene dos salidas, una proporcional a un seno y otra a un coseno. Al poder definir la fase con dos coordenadas es posible determinar el cuadrante en el que se encuentra para recuperar la fase. A lo largo de este capítulo se detalla el diseño del mencionado demodulador, así como las mediciones realizadas.

7.1 Diseño del demodulador IQ

El demodulador IQ está formado por dos mezcladores doblemente equilibrados. En este caso se ha decido emplear el mismo mezclador de Mini-Circuits (Anexo I) que se usó en el diseño anterior. Junto a él, cuatro filtros paso banda, que se utilizan para conseguir un desfase relativo de 90° en banda ancha y dos divisores de potencia de tipo Wilkinson, formando un esquema como el que se puede ver en la Figura 7-1.

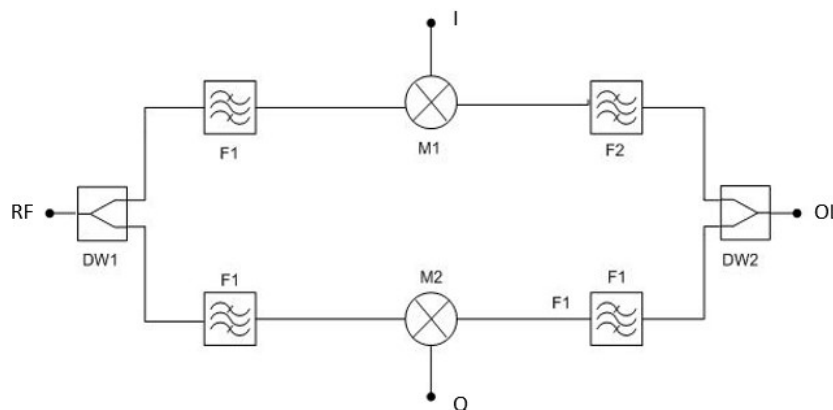


Figura 7-1: Esquema del demodulador IQ

A la hora de diseñar el nuevo layout, se decide separar las dos bandas de operación, es decir, se diseña una placa de circuito impreso (PCB) para las frecuencias de 10 a 14 GHz y otra para las de 16 a 20 GHz, eliminando ya en el diseño la banda comprendida entre los 14 y los 16 GHz, que como se explicó en el Capítulo 3, carece de interés. Una de las causas de esta decisión es la dificultad hallada durante las mediciones del mezclador simple para mantener una potencia constante en los 10 GHz de ancho de banda. Hay que considerar, además que los demoduladores IQ presentan más pérdidas por los filtros y divisores resistivos que los forman.

Es fundamental que las líneas de acceso a los mezcladores sean exactamente iguales con el fin de asegurar que a las señales no se les añaden desfases indeseados, siendo los únicos desfases los producido internamente en los mezcladores y el de 90° que genera uno de los cuatro filtros. De esta manera, se conoce el desfase externo aplicado al demodulador, facilitando así el cálculo de la fase interna, cuyo efecto no se puede modificar, y que afecta a todas las medidas por igual de forma variable con la frecuencia.

7.1.1 Demodulador IQ en la banda de 10 a 14 GHz

El circuito que cubre la banda más baja de las dos está formado por dos divisores de tipo Wilkinson, uno en cada una de las dos entradas (RF y OL) y por cuatro filtros; tres de ellos iguales (con un desfase de 0° entre sí) y un cuarto que desfasa la señal 90° . A partir del esquema de la Figura 7-1 descrito, se crea el layout correspondiente, pudiéndose ver en la Figura 7-2.

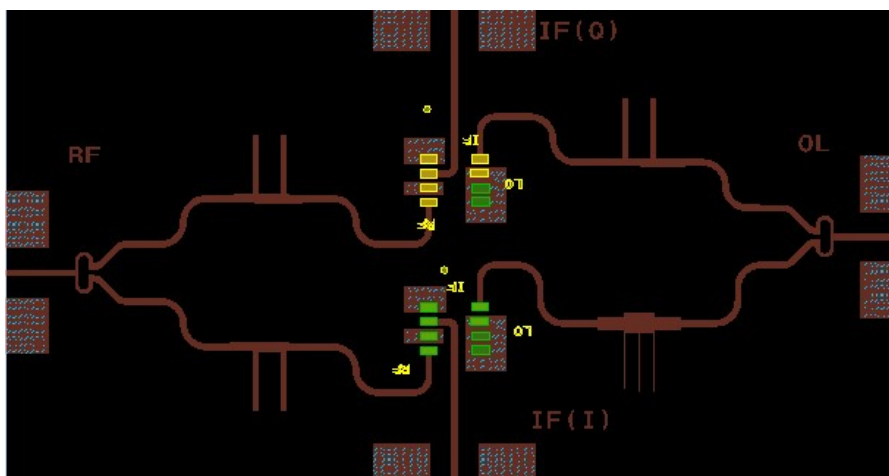


Figura 7-2: Layout del demodulador IQ de 10 a 14 GHz

7.1.2 Demodulador IQ en la banda de 16 a 20 GHz

El circuito que se encarga de detectar la fase en la banda alta está compuesto, al igual que el de la banda baja, por dos divisores Wilkinson y por cuatro filtros. Todos los filtros son iguales salvo el de la entrada OL, con el que se introduce nuevamente un desfase relativo de 90° . El layout del circuito completo se puede ver en la Figura 7-3.

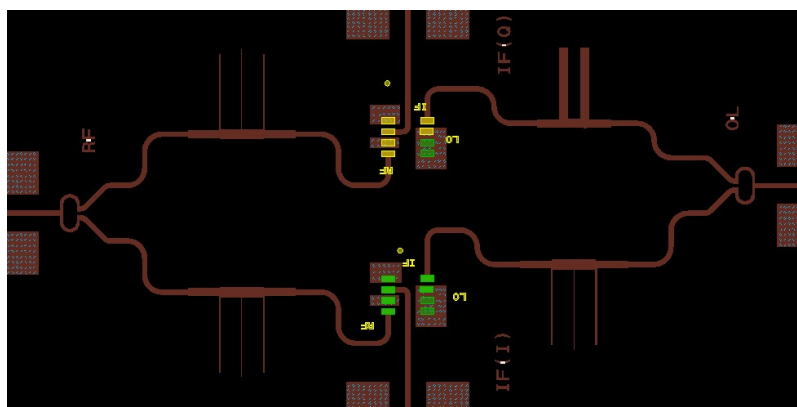


Figura 7-3: Layout del demodulador IQ de 16 a 20 GHz

7.2 Simulación electromagnética del demodulador IQ

Del mismo modo que se hizo con el mezclador simple, se simulan electromagnéticamente los dos circuitos realizados. Se utiliza en este caso un nuevo sustrato, el CLTEXT. El conductor, de cobre, tiene un espesor de $35 \mu\text{m}$ y un ángulo de 90° . El esquema del sustrato se puede ver en la Figura 7-4.



Figura 7-4: Sustrato de los PCBs de los mezcladores IQ

En primer lugar, se adaptan los layouts para simular únicamente la capa conductora, es decir, la de cobre, por lo que se eliminan los mezcladores y las redes de salida, permaneciendo los filtros y los divisores como se puede ver en la Figura 7-5. Se mantienen también las resistencias de los divisores Wilkinson, ya que sin ellas su comportamiento no es el correcto. Inicialmente, se realiza la simulación de la red de entrada RF de 10 a 14 GHz y posteriormente la de la red de OL.

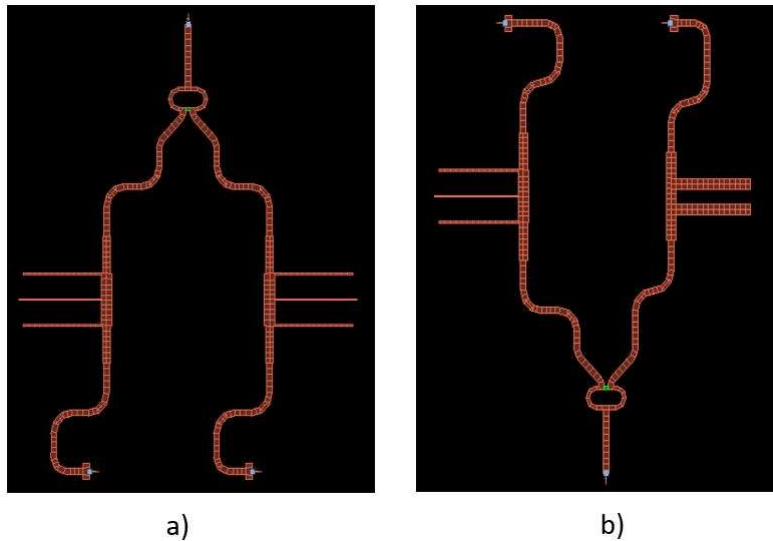


Figura 7-5: Redes de acceso de RF (a) y de OL (b) del demodulador IQ en la banda baja

En el caso de la red de RF, las entradas son exactamente iguales, por lo que el desfase relativo entre el primer camino (puerto 1 - puerto 2) y el segundo (puerto 1 – puerto 3) teóricamente debería ser cero. Se supone puerto 1 al puerto de entrada de RF superior del demodulador IQ y puertos 2 y 3 a las respectivas entradas a uno de los dos mezcladores. Sin embargo, no ocurre lo mismo en la entrada OL ya que, como se comentó en el diseño, hay un filtro que desfasa la señal 90° .

Los resultados, mostrados en la Figura 7-6 concuerdan en gran medida con los argumentos anteriores.

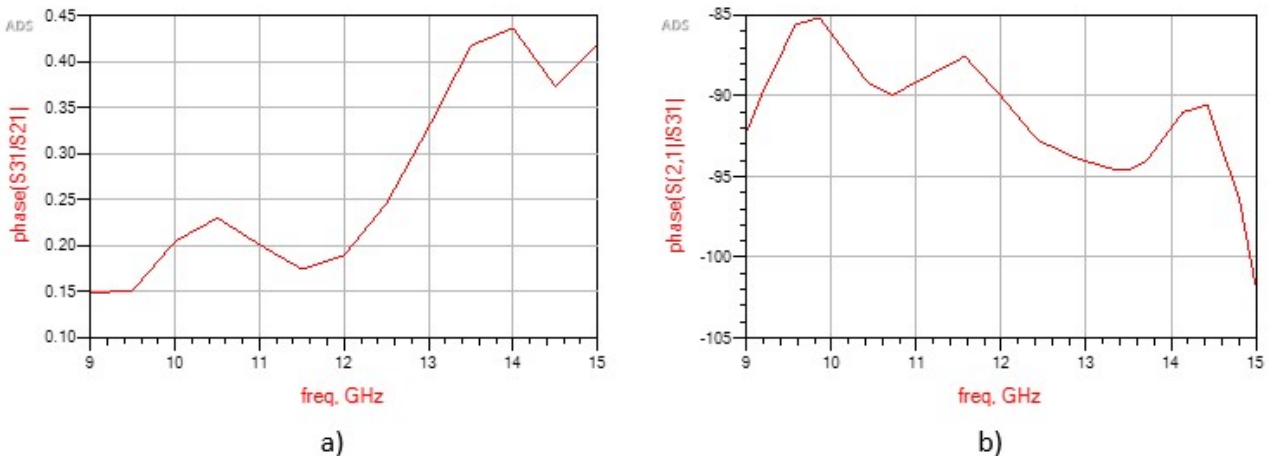


Figura 7-6: a) Diferencia de fase entre los dos caminos de la red RF; b) Diferencia de fase entre los dos caminos de la red OL

Para el caso de la gráfica a) la diferencia de fase está en torno a 0° , siendo mínima la diferencia a lo largo de toda la banda baja de frecuencias. Lo mismo ocurre en el caso de la red OL, que entre

10 y 14 GHz se mantiene alrededor de 90°, existiendo un máximo de 5° de diferencia entre frecuencias.

Finalmente, se representan los parámetros S_{21} y S_{31} en función de la frecuencia. Indican, en escala logarítmica, las pérdidas entre el puerto 1 y los puertos 2 y 3. Las gráficas resultantes pueden verse en la Figura 7-7.

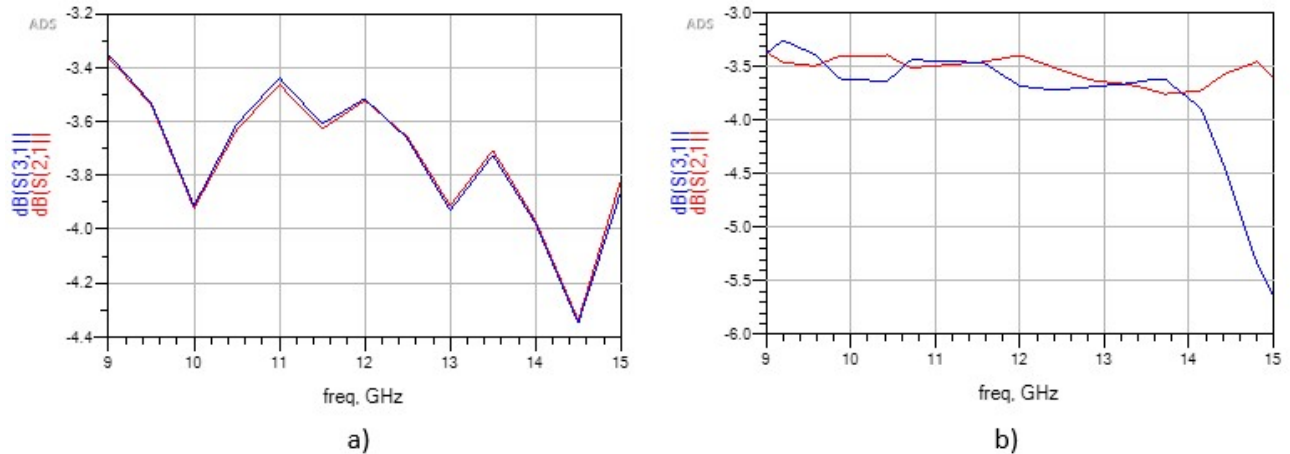


Figura 7-7: Pérdidas en las redes de acceso RF (a) y OL (b) del demodulador IQ de 10 a 14 GHz

Las pérdidas se mantienen prácticamente constantes en ambas situaciones. Cabe destacar que en el acceso de RF los dos caminos presentan unas pérdidas con la misma forma, algo normal considerando que los dos caminos son iguales. Por otro lado, en el acceso de OL, las pérdidas tienen una forma distinta pero sus valores son parecidos pese a tener filtros diferentes.

A continuación, se repite el mismo procedimiento con el circuito de la banda superior. En la Figura 7-8 se observan las líneas de transmisión que conforman las redes de entrada.

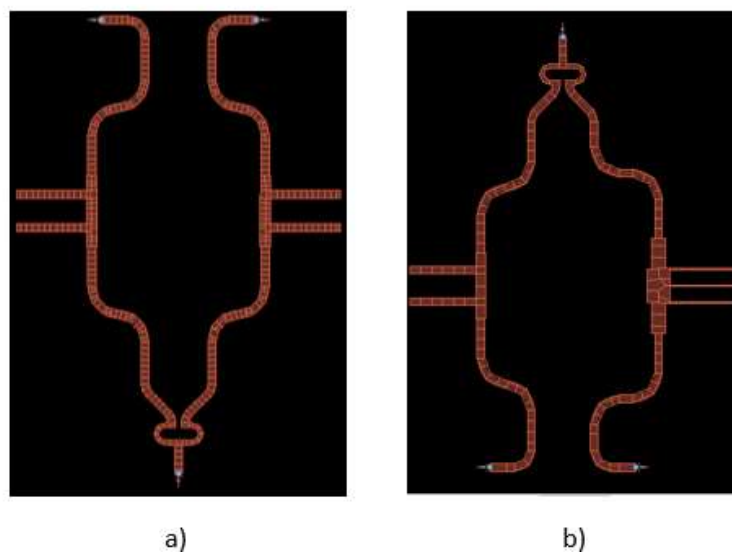


Figura 7-8: Redes de acceso de RF (a) y de OL (b) del demodulador IQ en la banda alta

Siguiendo la práctica anterior, se visualizan en la Figura 7-9 las diferencias de fase existentes entre los dos recorridos.

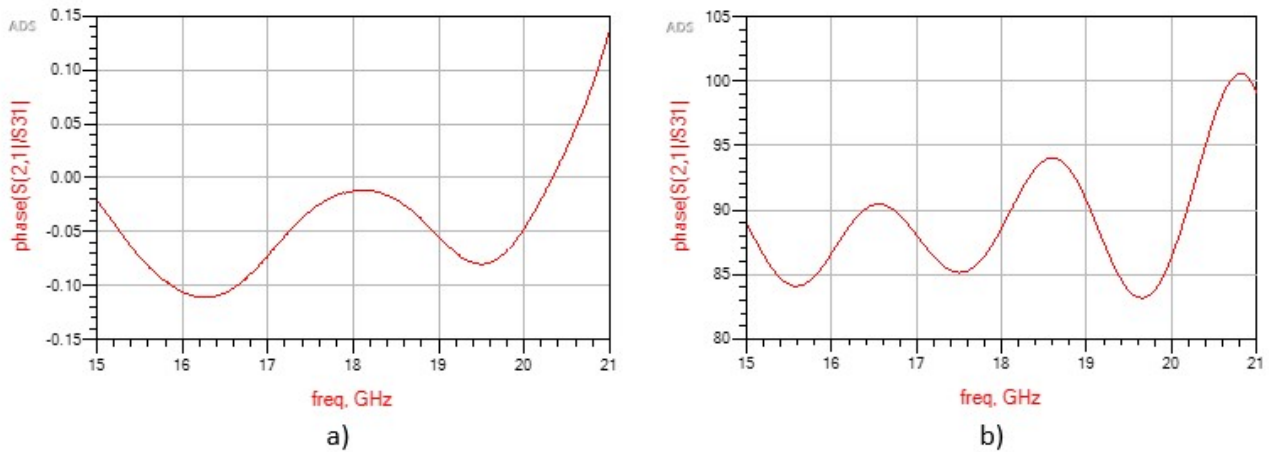


Figura 7-9: Diferencia de fase entre los dos caminos de los accesos RF (a) y OL (b)

Nuevamente los resultados son muy parecidos a los esperados, ya que, para la banda alta de frecuencias, el demodulador IQ se ha diseñado con los mismos criterios de fases que en el demodulador IQ de la banda baja.

Finalmente, se representan en Figura 7-10 las pérdidas de las cuatro líneas de acceso.

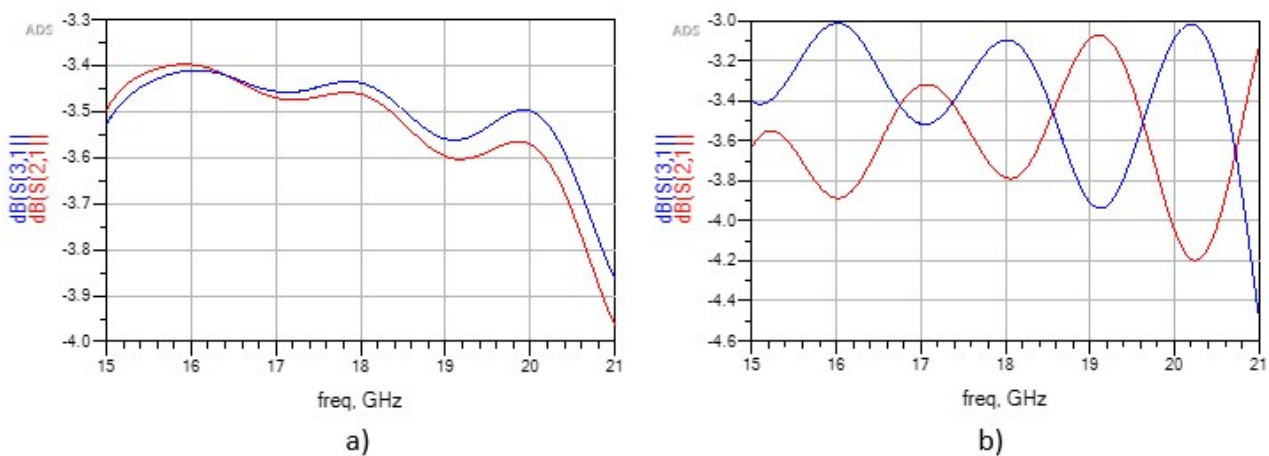


Figura 7-10: Pérdidas en las redes de acceso RF (a) y OL (b) del demodulador IQ de 16 a 20 GHz

En el caso de la red de RF, se producen pérdidas de, aproximadamente, medio decibelio, prácticamente igual en los dos caminos, mientras en la red de OL difiere más. Una causa probable es que, al haber dos filtros distintos en las salidas del divisor Wilkinson (el que desfasa la señal 0° y el que la desfasa 90°), éste no ve la misma impedancia, no dividiendo la señal en partes iguales.

7.3 Montaje del demodulador IQ

El sustrato elegido para soldar el componente en ambas estructuras es el CLTE-XT, de 10 mil y cuya constante dieléctrica es 2.89. Al tratarse del mismo mezclador que se utilizó para las pruebas anteriores, se suelda mediante la técnica “flip chip”. Se han añadido en cada puerto los mismos conectores coaxiales SMA de tipo End-launch y una plancha debajo para hacer firme el circuito. Por último, las resistencias de los divisores Wilkinson son de $100\ \Omega$ cada una.

En la Figura 7-11 están representados los dos demoduladores IQ.

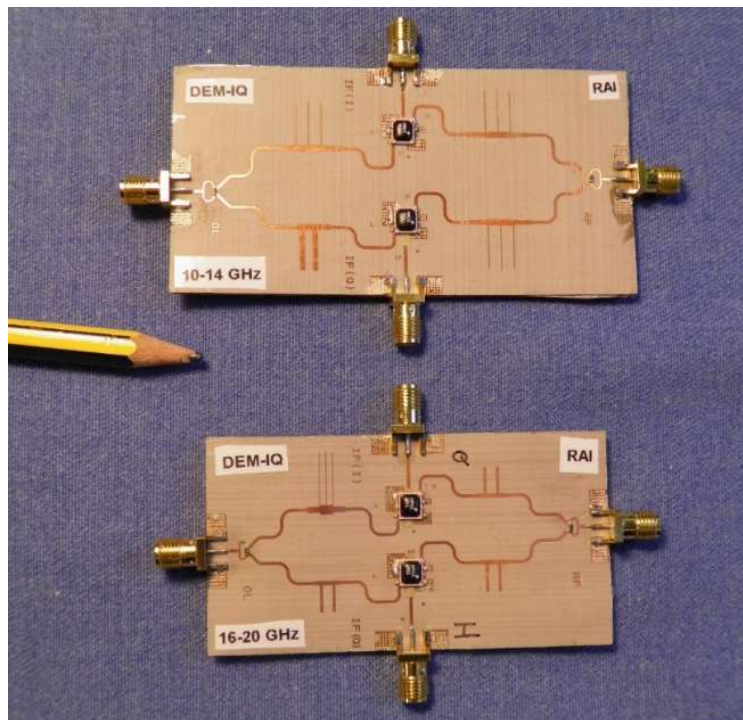


Figura 7-11: Circuitos de los demoduladores IQ

7.4 Resultados experimentales con el demodulador IQ

En este apartado se pretende repetir las pruebas realizadas en el Capítulo 6 y comprobar así el apropiado uso de los demoduladores IQ diseñados como detectores de fase.

Los componentes utilizados que conforman el sistema de medida son los mismos que se utilizaron en las medidas del apartado 6.2.5, es decir, el generador de señales 83752A de Agilent Technologies, un cable coaxial VGX18 de Vitelec, el amplificador 83017A (ver Anexo V), el divisor de potencia 11667B, dos desfasadores CGY2173UH, dos LNA HMC-565 de Hittite (ver Anexo VI) y dos cables coaxiales SP de Pasternack de 6 pulgadas. Además, se hace uso de la placa Arduino para configurar los desfasadores y de fuentes de alimentación encargadas de polarizar los tres amplificadores.

Mediante control remoto de la instrumentación de medidas se seleccionan las frecuencias del generador, así como las fases de los desfasadores, con un programa idéntico al visto en el Capítulo 6. De la misma forma se toman los valores medidos para almacenarlos y operar con ellos. En esta ocasión, los demoduladores IQ tienen dos salidas, las correspondientes a la señal en fase y en cuadratura, por lo que se usan dos multímetros, cada uno encargado de recoger una de ellas. El sistema en conjunto se puede ver en la Figura 7-12.

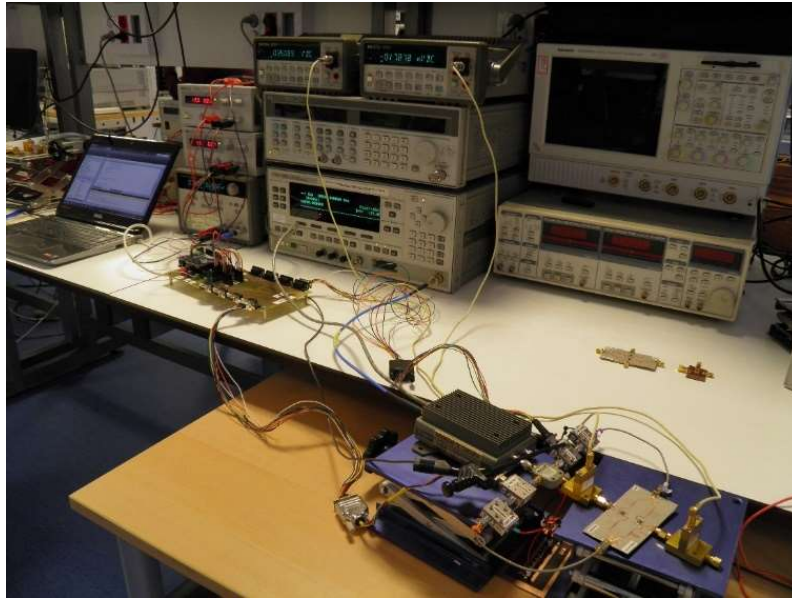


Figura 7-12: Sistema completo de las medidas de los demoduladores IQ

Con el fin de evitar que el demodulador reciba potencias muy dispares en función de la frecuencia de funcionamiento, se crea una tabla “flatness” siguiendo el mismo procedimiento que en las medidas del mezclador simple. Se recuerda que este proceso se lleva a cabo conectando en el punto de la entrada del mezclador el sensor de potencia y recogiendo mediante el control remoto de la instrumentación las potencias correspondientes a cada frecuencia. En el punto de la otra entrada se coloca una carga de $50\ \Omega$. Este método se muestra en la fotografía de la Figura 7-13. A continuación, desde el mismo programa de control se regula la potencia, estableciéndose esta como el valor medio de la potencia medida. Se deben elaborar dos tablas, una para cada banda (10 - 14 GHz y 16 - 20 GHz).

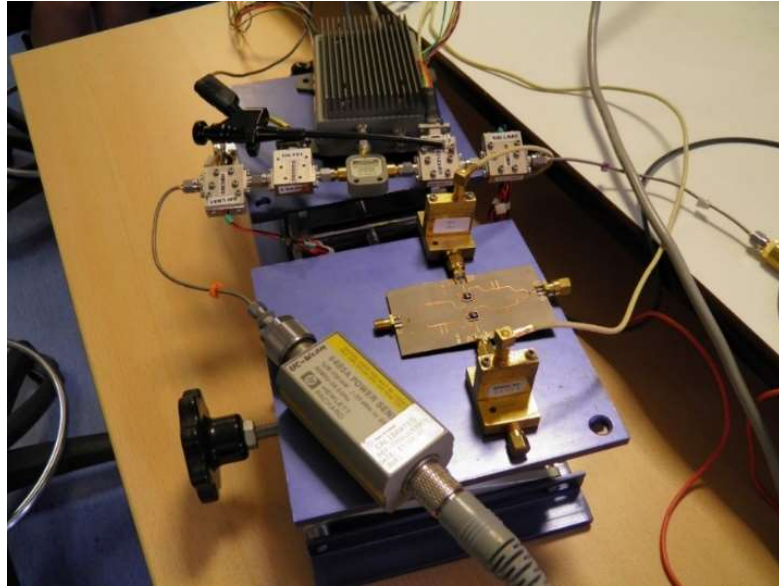


Figura 7-13: Montaje de medida para la recogida de datos para crear la tabla flatness de los demoduladores IQ

7.4.1 Medidas y análisis de resultados de los demoduladores IQ

La toma de medidas consta, como bien se ha desarrollado en páginas anteriores, de dos pasos claramente diferenciados. En primer lugar, se miden con un analizador de redes las fases y las pérdidas existentes (parámetros de Scattering) en la parte fija del sistema, es decir, en todo menos en el circuito demodulador que se esté midiendo. Atendiendo al sistema que se está evaluando en estos momentos, es el mismo que con el que se realizaron las últimas mediciones del mezclador simple y, por consiguiente, se pueden reutilizar los resultados de los parámetros de Scattering que se midieron para las mencionadas pruebas. En segundo lugar, se miden con un multímetro las tensiones de salida pertenecientes a las señales I y Q del demodulador. Para agilizar el proceso se hace uso nuevamente del control remoto de la instrumentación. Al tener en esta ocasión dos resultados simultáneamente, es suficiente calcular la fase interna con una única medida.

En los dos apartados siguientes se pretende analizar las medidas aquí descritas en cada uno de los dos demoduladores diseñados. Una vez recogidos los dos valores de tensión de salida, se procede calcular la fase interna.

Se llaman V_{i1} y V_{i2} a las señales OL y RF de entrada del demodulador IQ. Las señales de salida resultantes serán, por lo tanto, de la forma:

$$VoI = A(f) \cos(\alpha + \phi) \quad (7-3)$$

$$VoQ = A(f) \sin(\alpha + \phi) \quad (7-4)$$

Donde $A(f)$ es la amplitud de la señal continua de salida; α es el desfase de las dos señales de entrada y ϕ es la fase interna global del demodulador IQ. Para obtener los valores de amplitud y fase interna de las ecuaciones (7-3) y (7-4) basta con resolver el sistema que forman ambas ecuaciones. Se han despejado las incógnitas $A(f)$ y ϕ con la caja de herramientas simbólica de MATLAB, obteniéndose respectivamente los siguientes resultados:

$$A(f) = \sqrt{V_{oI}^2 + V_{oQ}^2} \quad (7-5)$$

$$\phi = \alpha - 2 \tan^{-1} \left(\frac{V_{oI} - \sqrt{V_{oI}^2 + V_{oQ}^2}}{V_{oQ}} \right) \quad (7-6)$$

En el mismo programa en el que se ha resuelto el sistema se leen a continuación los valores medidos de tensión de salida y se calculan la amplitud y la fase interna. Se repite este proceso para todas las fases externas establecidas en los desfases. En los dos capítulos siguientes se representarán las amplitudes y las fases internas resultantes de cada demodulador.

7.4.2 Demodulador IQ en la banda de 10 a 14 GHz

Empleando el sistema descrito se recogen los resultados correspondientes al demodulador IQ en la banda baja, concretamente en las mismas frecuencias en las que se analizaron previamente los parámetros S.

Se dibujan en la Figura 7-14 la fase interna del demodulador IQ en la banda baja de frecuencias de las señales de salida cuando las señales de entrada tienen una potencia de 0 dBm. Se puede ver a simple vista que todas las señales, salvo una, comienzan con valores similares, pero a medida que se acercan a frecuencias más altas sus formas van siendo más dispares, existiendo varios grados de diferencia entre ellas.

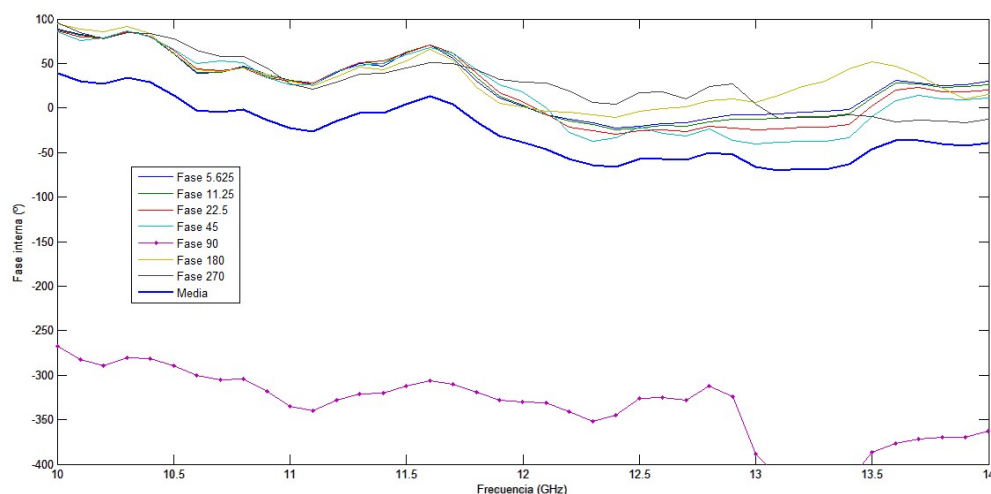


Figura 7-14: Fase de todas las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 0 dBm

Se ha marcado con puntos esa señal más alejada de la mayoría y que distorsiona el resultado. Para tener una mejor calibración del sistema se decide suprimir esta medida y realizar la media con el resto. Esta es una práctica habitual cuando alguno de los resultados difiere en gran medida del resto y que ya se hizo cuando se analizaron los resultados del mezclador simple. La nueva solución se puede ver en la Figura 7-15.

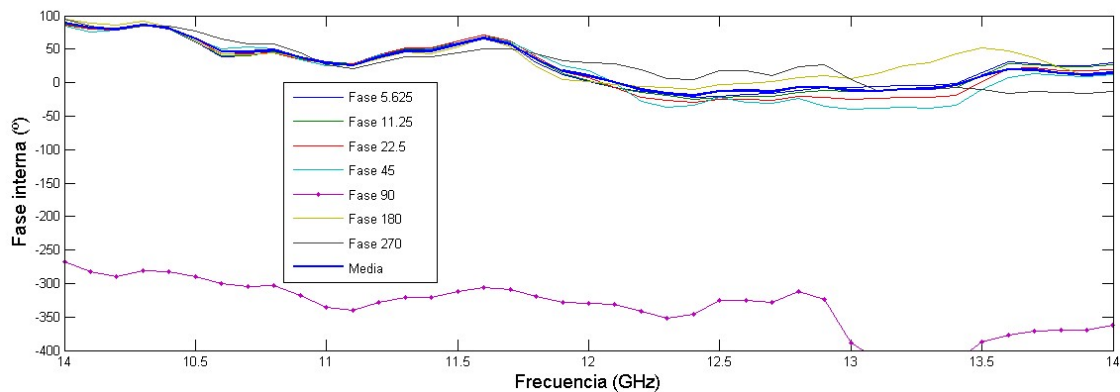


Figura 7-15: Fase interna media de las señales de salida del demodulador IQ e de 10 a 14 GHz a 0 dBm

En el caso de la fase interna es claramente notable que una de las señales tiene valores muy diferentes al resto. Sin embargo, en la amplitud esta diferencia no es tan notable. Por ejemplo, en la Figura 7-16 se dibujan todas las amplitudes correspondientes a todas las señales medidas.

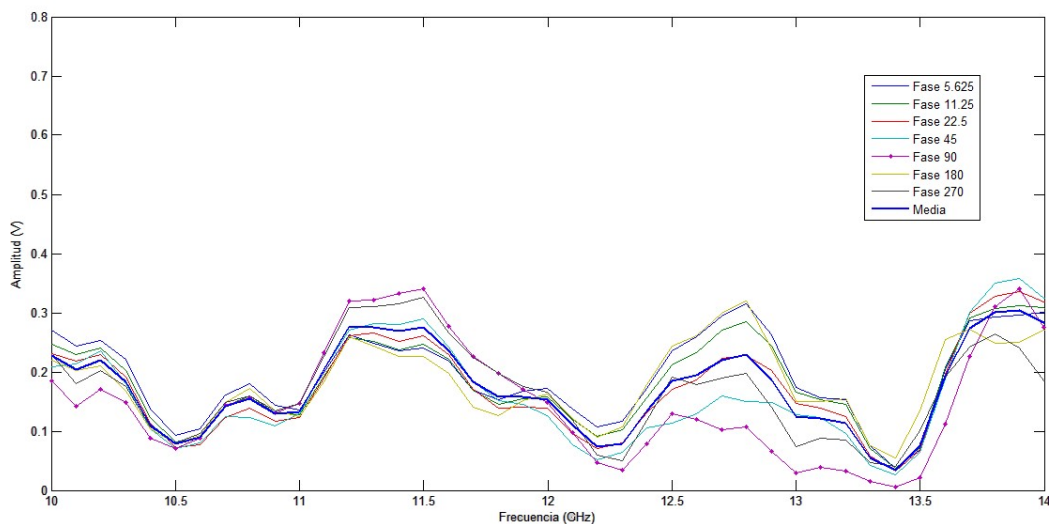


Figura 7-16: Amplitud de todas las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 0dBm

Mientras que en la Figura 7-17 aparece la media solamente de las señales “buenas”, es decir, de todas menos la correspondiente a la fase de 90° a la entrada del detector. El resultado es muy parecido al caso anterior.

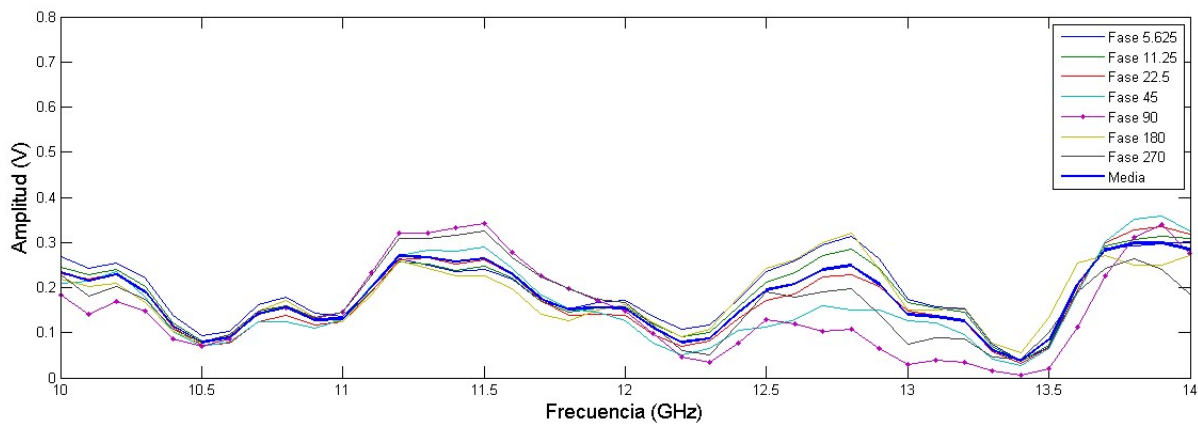
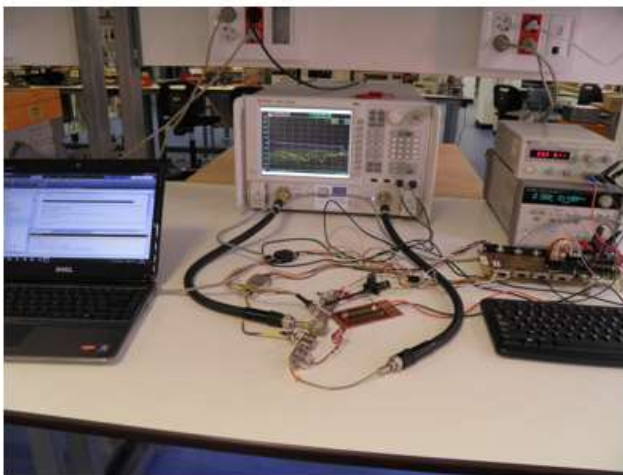
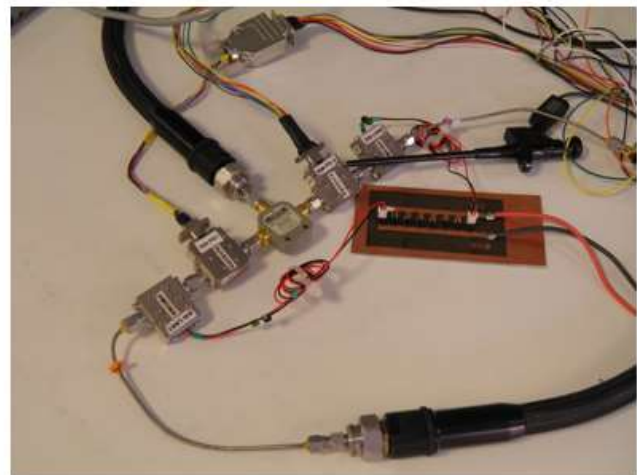


Figura 7-17: Amplitud media de las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 0dBm

Se quiere en este momento evaluar el funcionamiento del sistema aplicando más potencia (3dBm), de forma análoga al caso anterior. Sin embargo, con el sistema actual no es posible porque los desfases introducen unas pérdidas del orden de los 20 dB, provocando un deterioro considerable de la señal, lo que implica que, para recibir un mínimo valor adecuado de potencia, el generador esté funcionando en su punto máximo. Se han incluido, por este motivo, dos amplificadores de bajo ruido (LNA, Low Noise Amplifier) a la salida de los desfases, concretamente los componentes comerciales HMC-565. Pese a que ya se había utilizado en las pruebas con una potencia de 0 dB, es ahora cuando son imprescindibles. La razón de hacer las dos pruebas con el mismo sistema es la de poder comparar verdaderamente los resultados. En la Figura 7-18 se representan las medidas de los parámetros de Scattering en el laboratorio, comunes a los del caso anterior.



a)



b)

Figura 7-18: Medición de los parámetros de Scattering en el analizador de redes a) Vista general; b) Vista detallada

Debido a este cambio, también hay que modificar la tabla “flatness” con la que se logra una potencia constante en todas las frecuencias, restando a cada valor de potencia obtenido el de la potencia máxima media. La creación de esta tabla se hace nuevamente mediante el control remoto de la instrumentación.

En la Figura 7-19 se pueden observar las fases internas del demodulador IQ para todas las señales de salida. Como se puede ver, en esta medida se han añadido más casos.

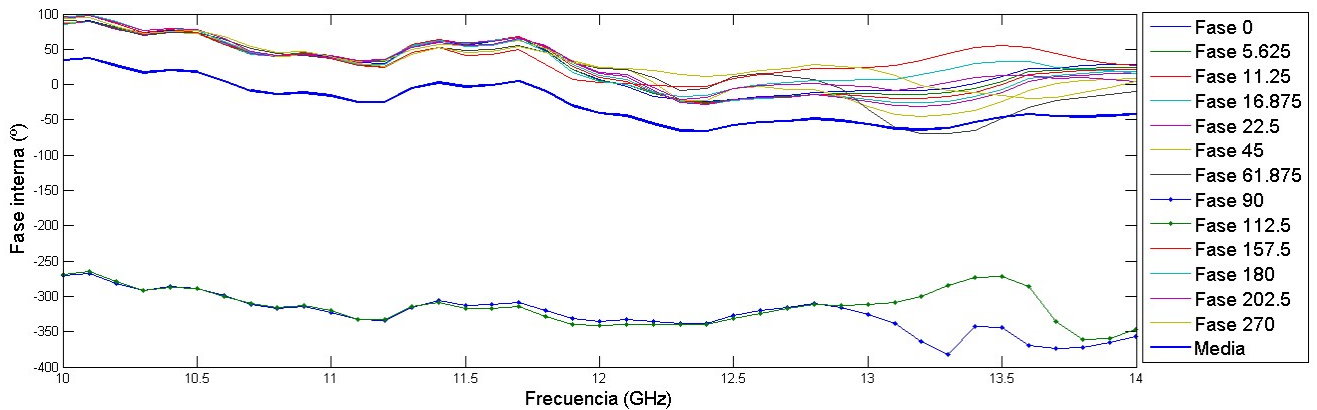


Figura 7-19: Fase de todas las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 3 dBm

Al igual que sucedió cuando se aplicaba una potencia de 0 dBm, la fase interna cuando a la entrada del demodulador hay una diferencia de 90° , queda muy alejada del resto. Sucede lo mismo para la fase de $112,5^\circ$. Estos resultados inciertos modifican el promedio de las demás dando lugar a una calibración inexacta del sistema detector. Por este motivo, se suprimen siguiendo el procedimiento que se ha utilizado anteriormente. En la Figura 7-20 se dibuja la solución sin estas dos medidas.

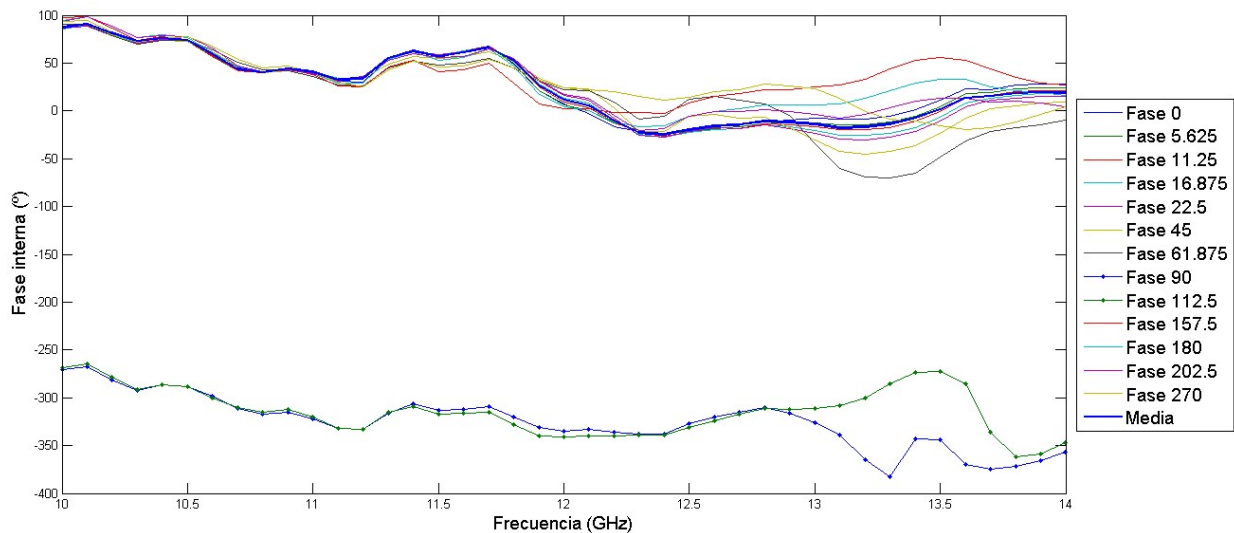


Figura 7-20: Fase interna media de las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 3 dBm

Por último, se representan en la Figura 7-21 las tensiones de salida del demodulador IQ de todas las medidas.

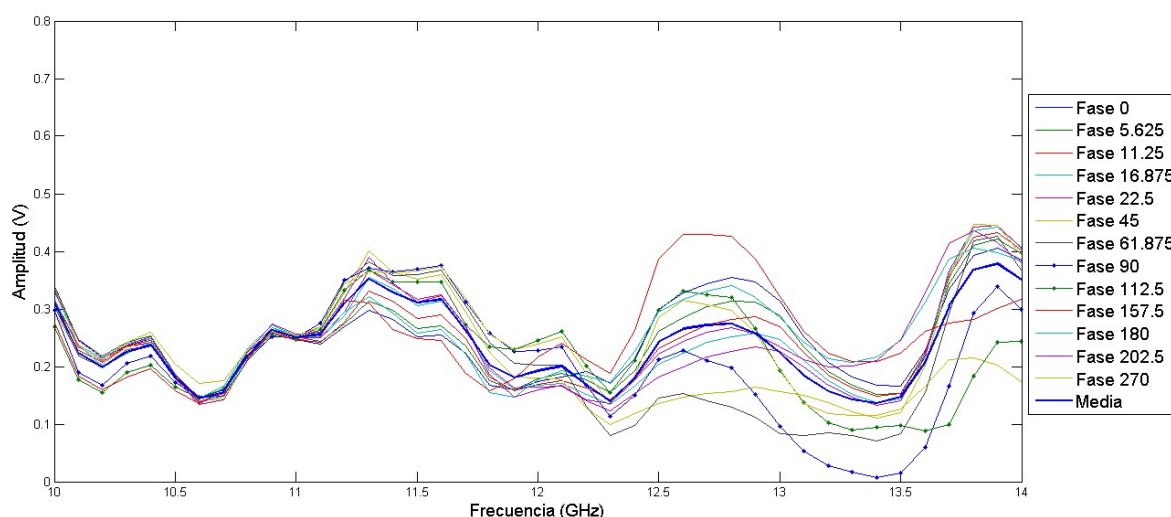


Figura 7-21: Amplitud de todas las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 3dBm

Sucede lo mismo que cuando se operaba a 0 dBm. Al tener unos valores de amplitudes similares en todos los casos, no afecta notablemente en la media con los valores seleccionados, por lo que la gráfica con el promedio de las amplitudes seleccionadas (ver Figura 7-22) no es muy distinta.

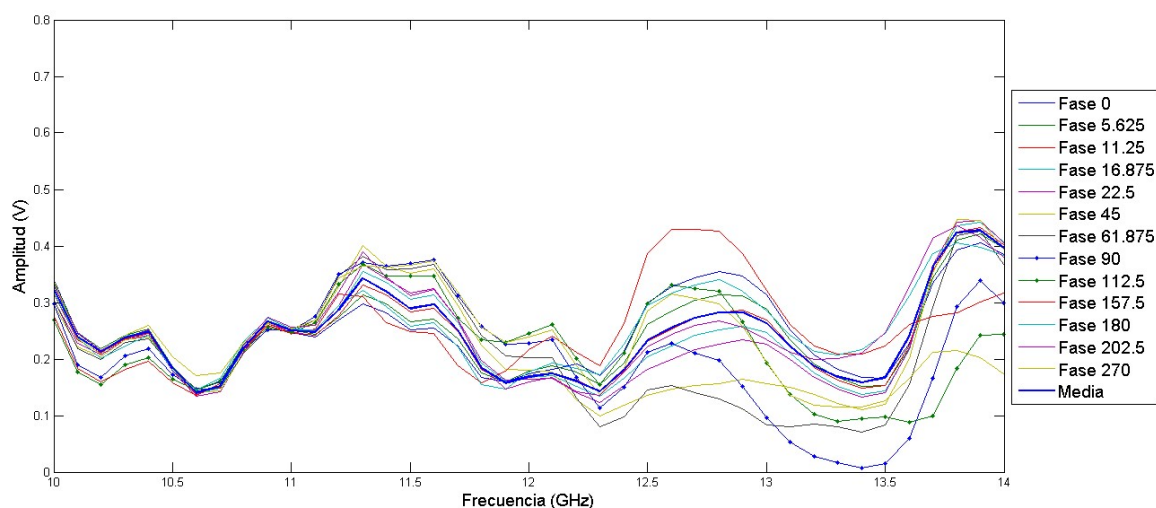


Figura 7-22: Amplitud media de las señales de salida del demodulador IQ de 10 a 14 GHz a 3 dBm

Como era de esperar, los valores de amplitud al aplicar una potencia de 3 dBm a la entrada del demodulador, es decir, 3 dB mayor que en las primeras medias, son ligeramente superiores.

Calibrar el demodulador IQ recogiendo datos como se ha explicado en este capítulo, permite conocer el desfase entre las señales de entrada al demodulador IQ. No obstante, existe un error en las medidas que hace que la fase externa desconocida no sea exactamente la fase real ni la calculada. En las próximas gráficas se van a comparar las fases externas calculadas a partir de la calibración del demodulador IQ, con la fase externa medida con un analizador de redes en el laboratorio cuando se trabajaba a 0 dBm (ver Figura 7-23) y a 3 dBm (ver Figura 7-24) para diferentes estados de los desfases.

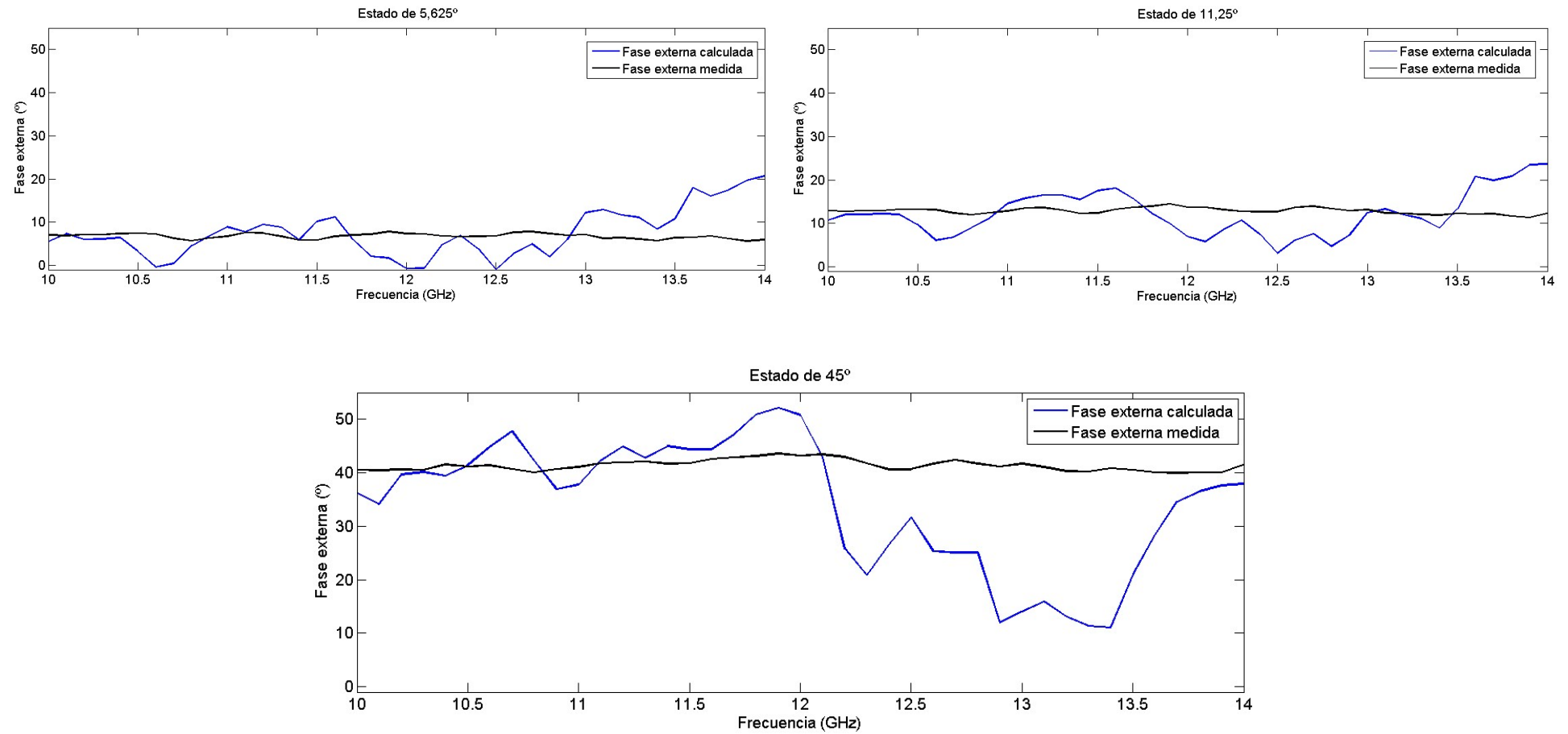


Figura 7-23: Comparación de fases externas calculadas y medidas del demodulador IQ de 10 a 14 GHz cuando recibe una potencia de 0 dBm

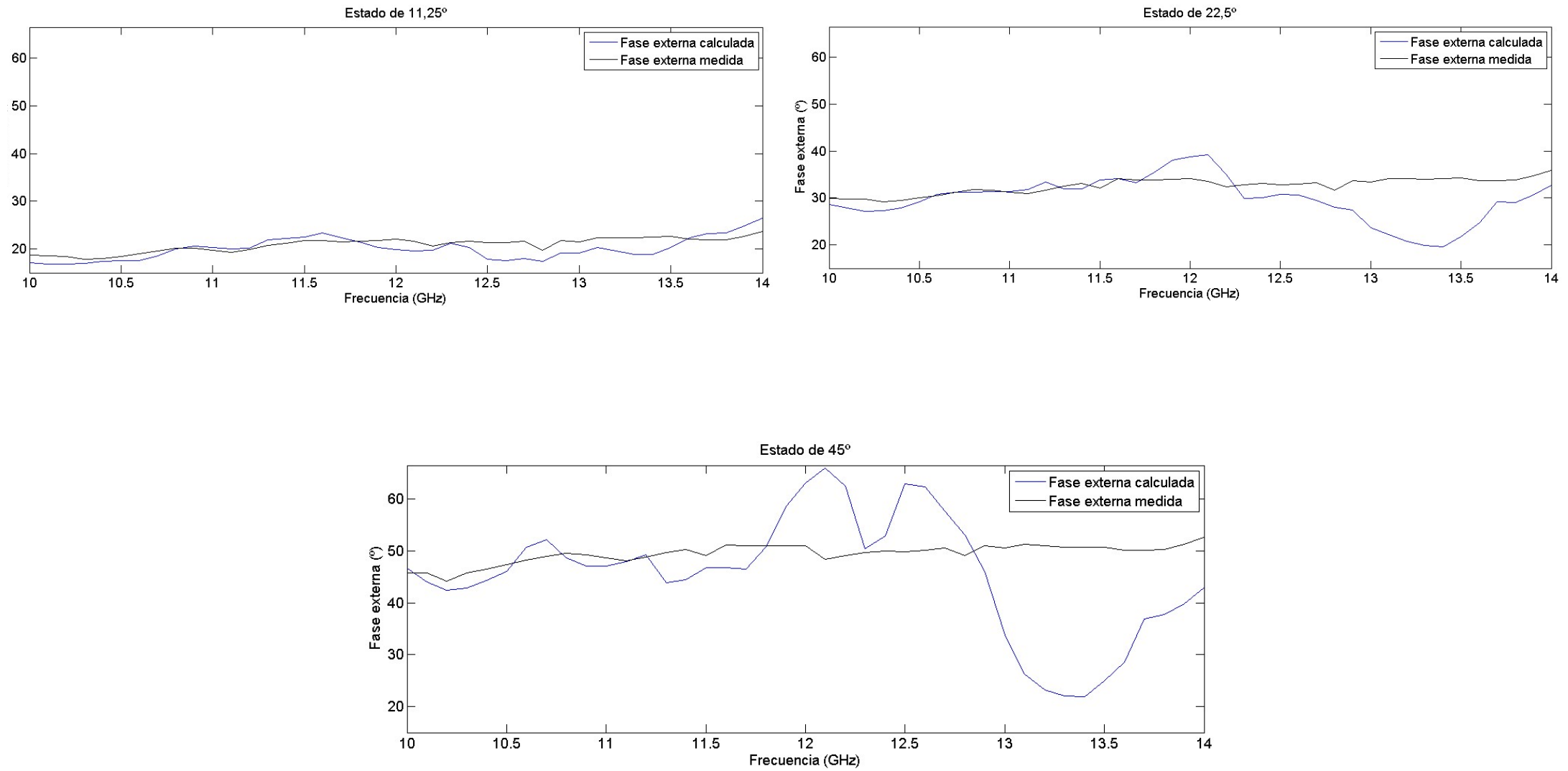


Figura 7-24: Comparación de fases externas calculadas y medidas del demodulador IQ de 10 a 14 GHz cuando recibe una potencia de 3 dBm

En las seis comparaciones anteriores se puede ver como en el primer tramo, de 10 a 12 GHz aproximadamente, el sistema recupera con poco error la fase de la señal de entrada. Sin embargo, en la segunda mitad, el error crece, superando en algunos casos los 15°.

7.4.3 Demodulador IQ en la banda de 16 a 20 GHz

Se efectúan las medidas de tensión de salida en los puertos I y Q de este nuevo demodulador diseñado para la banda alta de frecuencias, de 16 a 20 GHz. Se comienza, una vez más, especificando por medio del control remoto de la instrumentación la potencia del generador y las fases de los dos desfasadores. En el primer caso, el generador se configura con la tabla “flatness”, lo que facilita una potencia plana en los 4 GHz de interés. En cuanto a los desfasadores conmutados, se establecen fases entre 0 y 270°.

Tras recoger, también por el control remoto de la instrumentación, los valores de tensiones de salida I y Q leídos con sendos multímetros, se aplican las expresiones matemáticas descritas en las ecuaciones (7- 5) y (7- 6) para calcular tanto la fase (ver Figura 7-25), como la amplitud de la señal del demodulador IQ (ver Figura 7-26).

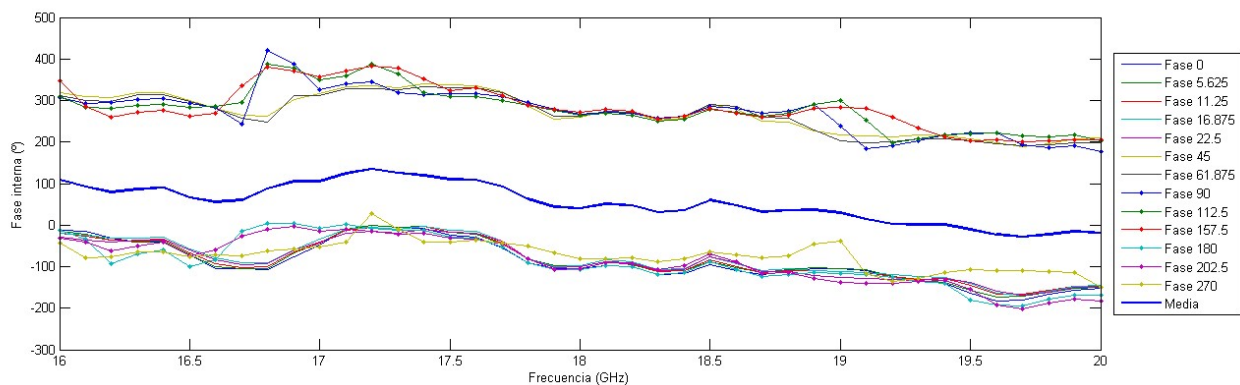


Figura 7-25: Fase interna de todas las señales de salida del demodulador IQ de 16 a 20 GHz a 3 dBm

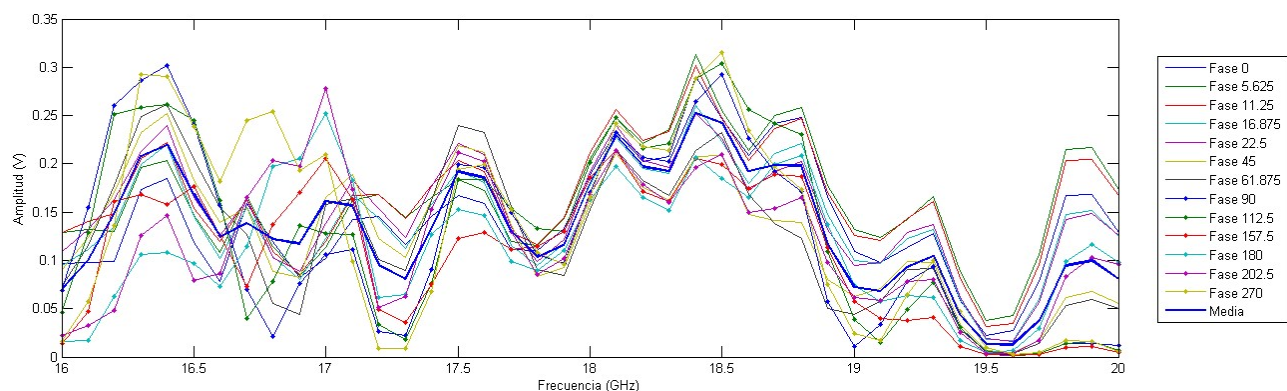


Figura 7-26: Amplitud de todas las señales de salida del demodulador IQ de 16 a 20 GHz a 3 dBm

Se observan dos grupos fases internas. Se descartan las medidas superiores al considerarse resultados fallidos. En primer lugar, porque son muy diferentes a las fases obtenidas con el otro demodulador IQ y porque en algunos puntos supera los 360° , hecho que determina que no está calculando bien la fase, dando lugar a un promedio incorrecto, una calibración que, en consecuencia, no es válida.

Con el propósito de lograr una calibración más fidedigna, se prescinde de estas medidas. En la Figura 7-27 se representa el promedio de la fase interna considerando únicamente las soluciones precisas.

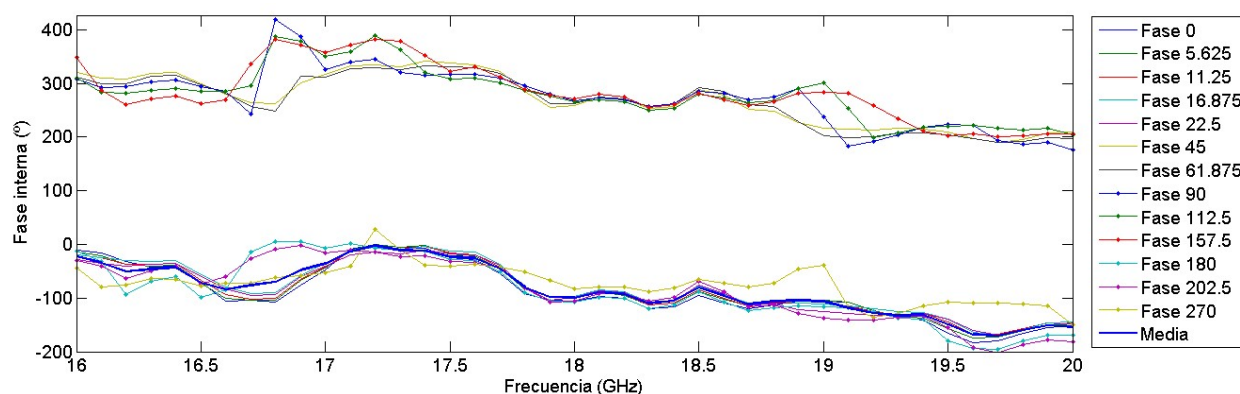


Figura 7-27: Fase interna media las señales de salida del demodulador IQ de 16 a 20 GHz a 3 dBm

Se repite el mismo proceso con la amplitud. El resultado se muestra en la Figura 7-28.

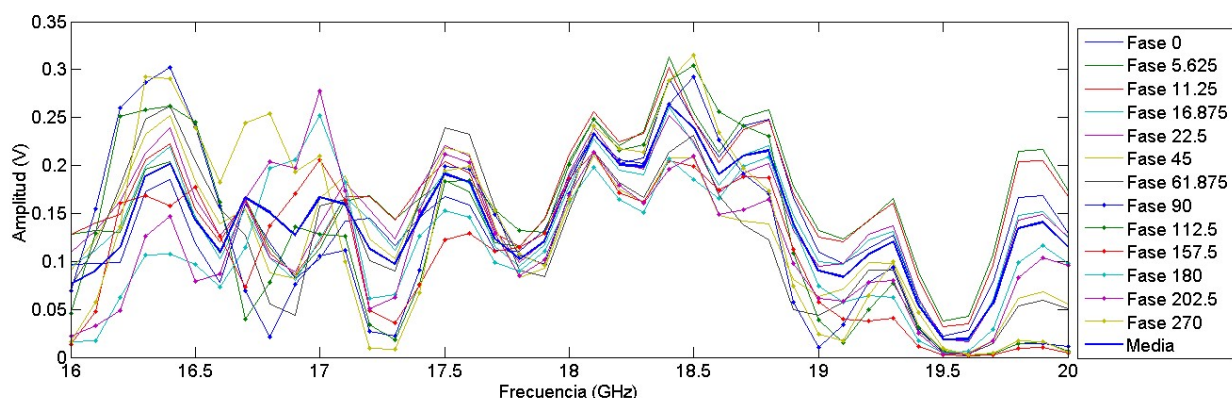


Figura 7-28: Amplitud media de las señales de salida del demodulador IQ de 16 a 20 GHz a 3 dBm

El promedio bajo estas condiciones, al igual que sucede en el demodulador IQ de 10 a 14 GHz, no varía considerablemente.

Para finalizar esta sección, se comparan gráficamente en la Figura 7-29 la fase externa teórica de la señal, que llega al detector medida previamente con el analizador de redes, y la calculada con

el detector de fase, creado en este trabajo a partir de los valores de tensión recopilados con los multímetros, es decir, los errores de calibración.

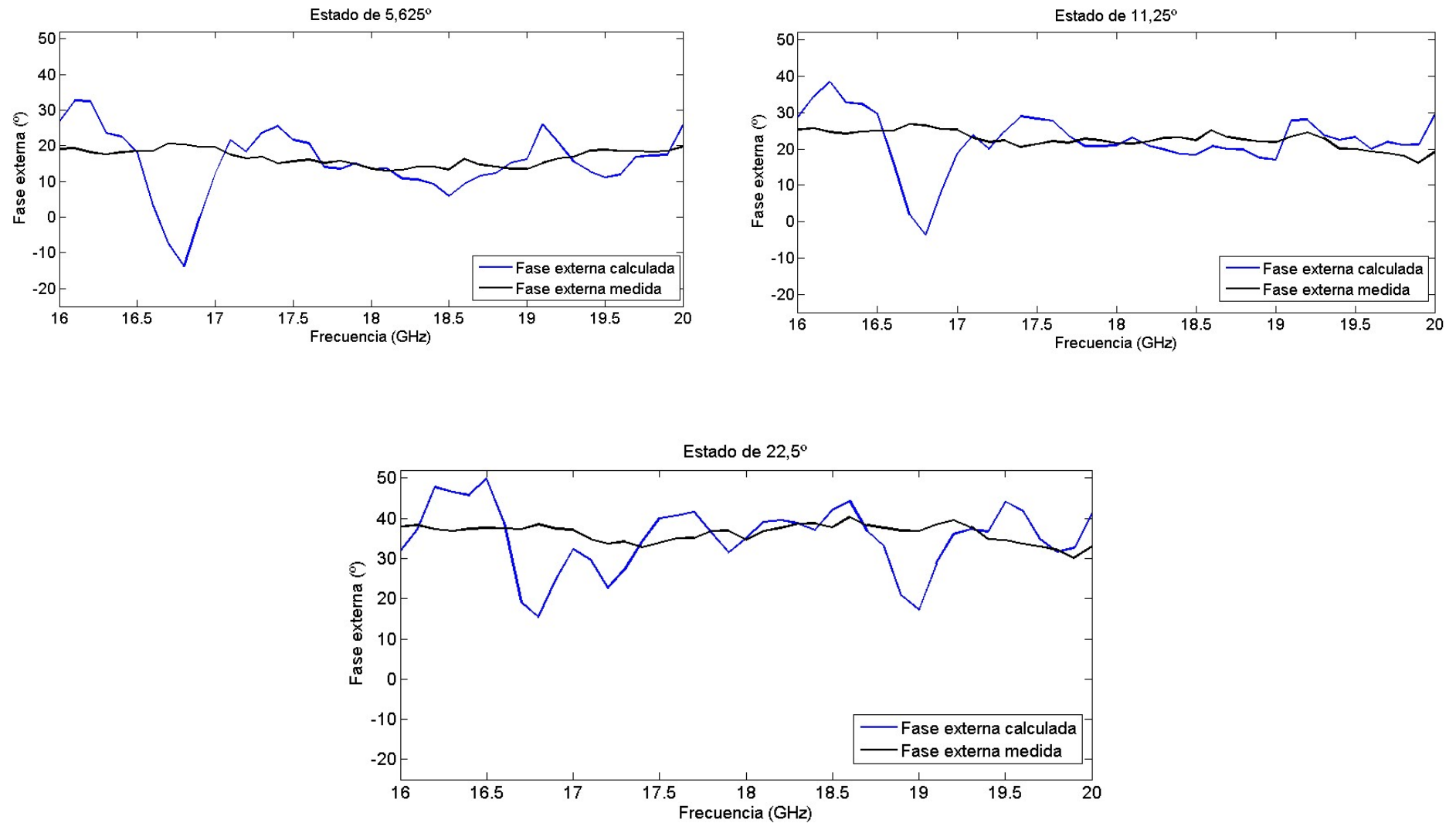


Figura 7-29: Errores en la detección de fase del demodulador IQ de 16 a 20 GHz cuando recibe una potencia de 3 dBm

Capítulo 8

Conclusiones

En el presente documento se han presentado los diseños de dos posibles detectores de fase para un receptor de microondas. El primero de ellos era un mezclador doblemente equilibrado y el segundo un demodulador IQ formado, entre otros componentes, por dos mezcladores idénticos al de la primera propuesta.

En las dos ocasiones se ha comenzado con el diseño de una placa de circuito impreso PCB con las huellas de los mezcladores para su soldadura. Estos circuitos fueron fabricados en el Laboratorio de Tecnología del Departamento, habiendo sido simulados previamente en ADS, lo que permitió conocer el comportamiento de los circuitos con líneas microstrip mediante simulaciones electromagnéticas.

Tras finalizar la fabricación de la PCB del mezclador simple, se comenzaron las pruebas en el laboratorio. De acuerdo con varios artículos relacionados con el tema, se concluyó que los valores medidos eran compatibles con los requisitos (tipo de estructura, nivel de offset...) que ha de cumplir un mezclador para poder ser utilizado como un detector de fase.

Se empezó calculando, a partir de las medidas hechas, la fase que introducía el propio circuito mezclador con el fin de conocer con exactitud todos los efectos que producía el llamado mezclador simple a las señales que circulaban por él.

Después de varias pruebas con diferentes circuitos externos y potencias, se logró calibrar el mezclador simple. Sin embargo, el sistema falló al ponerlo en funcionamiento intentando averiguar fases desconocidas de señales que llegaban al detector. El hecho de tener sólo una medida en tensión proporcional al coseno en donde se tenía la información de la fase, hacía que no se pudiera determinar mediante la función “arco-coseno” si la mencionada fase era positiva o negativa, siendo solamente factible si la suma de las fases externa e interna era superior a cero.

Al no poder asegurar completamente que la fase de la señal de entrada va a ser positiva y mayor que el valor absoluto de la fase interna, se decidió que este método no podía ser utilizado como detector de fase.

En este momento del desarrollo del proyecto se buscaron varias soluciones. Comenzaron las pruebas con un demodulador IQ. La ventaja de estos demoduladores es que tienen dos tensiones de salida, una en fase y otra en cuadratura, lo que permitía situar la fase en uno de los cuatro cuadrantes y recuperarla exitosamente. Estas suposiciones se contrastaron con las medidas y cálculos necesarios. Se pudo conocer la fase interna de los dos demoduladores (el de la banda baja, de 10 a 14 GHz y el de la banda alta, de 16 a 20 GHz) y recuperar la fase de las señales de entrada. Como ningún sistema es ideal, se calculó también el error de medida.

Poder realizar este trabajo ha permitido conocer una de las aplicaciones más habituales de los mezcladores: ser utilizados para detectar fases. Pero también que no todos son válidos para ello. Depende de su estructura, características y comportamiento, además de la ambigüedad de utilizar solo uno, viendo cómo la eficacia del sistema aumenta al construir un demodulador IQ.

Si por una parte se ha visto que se puede detectar fases con este sistema, por otra se han visto errores de precisión que podrían determinar el futuro curso de las investigaciones. Hay varias acciones que podrían tomarse con el fin de reducir estos errores. En primer lugar, hacer una calibración más exhaustiva. Esto podría hacerse repitiendo varias veces (cuantas más, mejor) las medidas de tensión de continua a la salida de los demoduladores para una misma fase externa y con muchas más fases externas. Al promediar la fase interna de los demoduladores con más valores, el resultado es más preciso. Finalmente, se propone otra posible solución: buscar un mezclador que funcione mejor como detector de fase. Se ha comentado en numerosas ocasiones a lo largo de este trabajo que no todos los mezcladores y demoduladores tienen la misma respuesta y, por tanto, no actúan del mismo modo en sus distintas aplicaciones ni a los mismos niveles de potencia y se recuerda que en el receptor de radioastronomía las potencias recibidas son muy bajas, rondando los 0 dBm.

Capítulo 9

Referencias

- [1] Página web del Grupo de Radiofrecuencia y Microondas de la Universidad de Cantabria.
<https://rfm.unican.es/Menus/index.html>.
- [2] Página web de la Real Academia Española (RAE).
<https://dle.rae.es/?id=LuBpwi2>.
- [3] M^a. J. Martínez de Murguía Larrechi, "Física", Vicens Vives, 2009.
- [4] A.R. Thompson, J.M. Moran y G.W. Swenson, "Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy", Second edition, Wiley, 2001..
- [5] Juan Luis Cano, "Fundamentos teóricos para el diseño de receptores interferométricos en radioastronomía". Informe interno del Grupo de Radiofrecuencia y Microondas, 2017.
- [6] Luisa de la Fuente, et al, "Receptor Interferométrico para Radioastronomía de 10 a 20 GHz".XXXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Granada, 5 de septiembre de 2018.
- [7] Melhuish, S.J.; Dicker, S.; Davies, R.D.; Gutiérrez, C.M.; Watson, R.A.; Davis, R.J.; Hoyland, R. and Rebol, R., "A 33 GHz interferometer for cosmic microwave background observations on Tenerife". 1999, MNRAS,305,399.
- [8] Eduardo Artal Latorre y Beatriz Aja Abelán. Apuntes de la asignatura "Comunicaciones", "Tema 5. El ruido en modulaciones analógicas", Universidad de Cantabria, 2018.
- [9] Amparo Herrera Guardado. Apuntes de la asignatura "Microondas", "Tema 2: Circuitos de Microondas con líneas de Transmisión", Universidad de Cantabria, 2018.

- [10] Constantino Pérez Vega, "Sistemas de telecomunicación", "Capítulo 4, Amplificadores, Osciladores y Mezcladores", Servicio de Publicaciones de la Universidad de Cantabria. 2007.
- [11] Amparo Herrera Guardado y Almudena Suárez Rodríguez. Apuntes de la asignatura "Sistemas de comunicaciones". "4-Componentes activos", Universidad de Cantabria. 2018.
- [12] Stephan R. Kurtz, "Mixers as Phase Detectors", Technical Note. The Communications Edge, Watkins-Johnson Communications Company, 2001.
- [13] Eduardo Artal Latorre y Beatriz Aja Abelán. Apuntes de la asignatura "Comunicaciones". "Tema 3. Modulaciones lineales", Universidad de Cantabria. 2018-
- [14] Stephen A. Maas, "The RF and Microwave Circuit Design Cookbook", Artech House. 1998.
- [15] Doug Jorgesen, Marki Microwave, Technical Note, "All about Mixers as Phase Detectors". 2015.

Anexos

Frequency Mixer WIDE BAND

Level 13 (LO Power +13 dBm) 7300 to 20000 MHz

SIM-24MH+



CASE STYLE: HV1195

+RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications



Available Tape and Reel at no extra cost

Reel Size	Devices/Reel
7"	10, 20, 50, 100, 200, 500

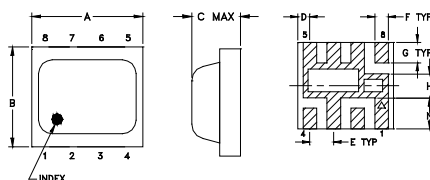
Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power	50mW
For extended temperature range, consult factory.	
Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.	

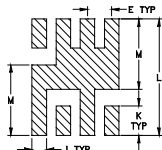
Pin Connections

LO	8
RF	4
IF	2
GROUND	1,3,5,6,7

Outline Drawing



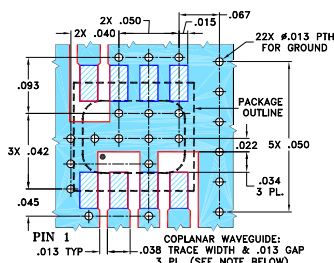
PCB Land Pattern

Suggested Layout,
Tolerance to be within ±.002

Outline Dimensions (inch mm)

A	B	C	D	E	F	G
.200	.180	.087	.025	.050	.028	.043
5.08	4.57	2.21	0.64	1.27	0.71	1.09
H	J	K	L	M	N	wt
.050	.030	.060	0.238	0.144	0.065	grams
1.27	0.76	1.52	6.05	3.66	1.65	0.08

Demo Board MCL P/N: TB-458+ Suggested PCB Layout (PL-284)



NOTES:

- COPLANAR WAVEGUIDE PARAMETERS ARE SHOWN FOR ROGERS RO4350B WITH DIELECTRIC THICKNESS .020" ± .0015". COPPER: 1/2 OZ. EACH SIDE. FOR OTHER MATERIALS TRACE WIDTH MAY NEED TO BE MODIFIED.
- BOTTOM SIDE OF THE PCB IS CONTINUOUS GROUND PLANE.

DENOTES PCB COPPER LAYOUT WITH SMOBC (SOLDER MASK OVER BARE COPPER)
 DENOTES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK

Notes

- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp

Features

- wide bandwidth, 7300 to 20000 MHz
- low conversion loss, 5.7 dB typ.
- high L-R isolation, 36 dB typ.
- excellent IF BW, DC to 7500 MHz
- LTCC double balanced mixer
- tiny size, low profile, 0.08"
- useable as up and down converter
- aqueous washable
- protected under U.S Patent 7,027,795

Applications

- fixed satellite
- mobile
- radio location

Electrical Specifications

FREQUENCY (MHz)		CONVERSION LOSS* (dB)			LO-RF ISOLATION (dB)		LO-IF ISOLATION (dB)		IP3 at center band (dBm)
LO/RF $f_c - f_u$	IF	Typ.	σ	Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	
7300-20000	DC-7500								
7300-10000		7.0	0.2	8.5	43	31	19	13	
10000-14500		5.7	0.1	7.5	36	29	18	13	
14500-18000		7.6	0.3	9.3	26	19	15	10	
18000-20000		8.5	0.3	10.9	28	22	25	16	

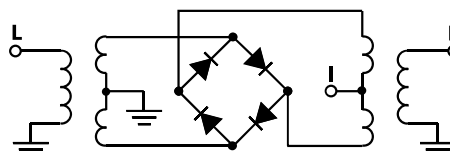
1 dB COMPR. +9 dBm typ.

* Conversion loss at 30 MHz IF. σ is a measure of repeatability from unit to unit.

Typical Performance Data

Frequency (MHz)		Conversion Loss (dB)	Isolation L-R (dB)	Isolation L-I (dB)	VSWR RF Port (:1)	VSWR LO Port (:1)
RF	LO	LO +13dBm	LO +13dBm	LO +13dBm	LO +13dBm	LO +13dBm
7300.00	7330.10	6.65	43.77	18.89	3.94	6.09
7500.00	7530.10	6.32	39.57	19.63	3.47	8.37
8000.00	8030.10	6.12	35.84	20.35	2.76	4.99
9000.00	9030.10	7.38	48.14	19.20	4.81	2.76
9500.00	9530.10	7.00	48.23	17.30	3.84	2.56
10000.00	10030.10	6.73	45.78	16.83	3.38	2.62
10500.00	10530.10	6.29	42.22	17.92	3.17	3.22
11000.00	11030.10	5.93	40.36	19.17	2.35	2.25
12000.00	12030.10	5.84	35.97	18.67	1.99	3.49
12500.00	12530.10	5.55	34.02	18.08	1.92	2.31
13000.00	13030.10	5.70	33.28	18.18	1.48	2.28
14000.00	14030.10	5.74	34.81	19.35	1.87	2.77
14500.00	14530.10	6.21	36.04	21.54	2.52	3.07
15000.00	15030.10	6.80	35.11	28.80	2.98	4.28
15500.00	15530.10	6.92	31.74	22.63	2.49	3.20
16000.00	16030.10	7.08	27.52	16.03	2.47	2.97
17000.00	17030.10	7.94	26.56	15.86	4.43	1.25
18000.00	18030.10	8.16	29.19	24.93	2.49	1.99
19000.00	19030.10	7.75	31.50	28.10	3.12	2.04
20000.00	20030.10	9.60	26.59	22.49	2.54	1.27

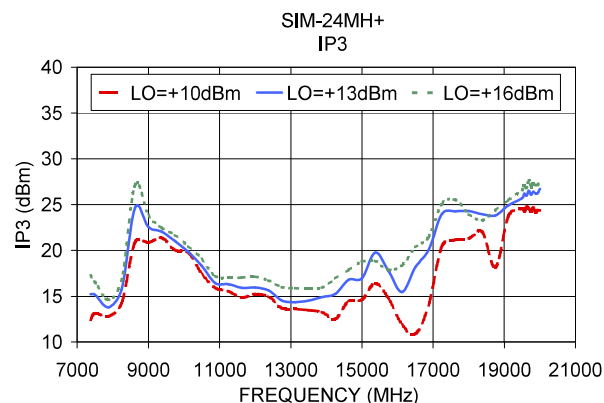
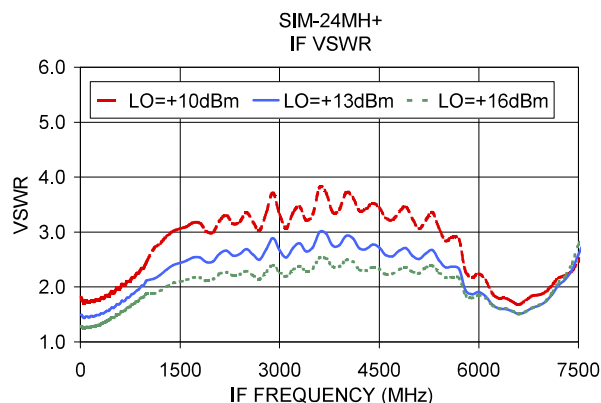
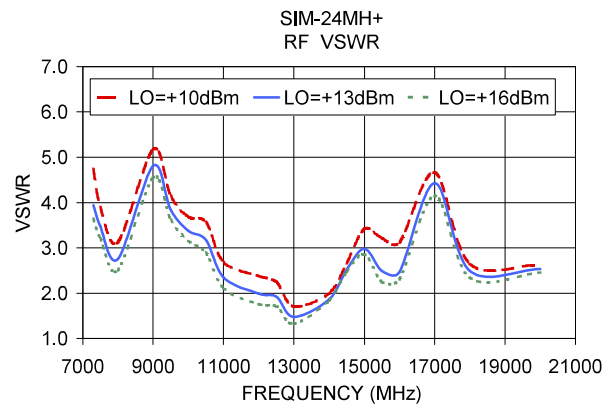
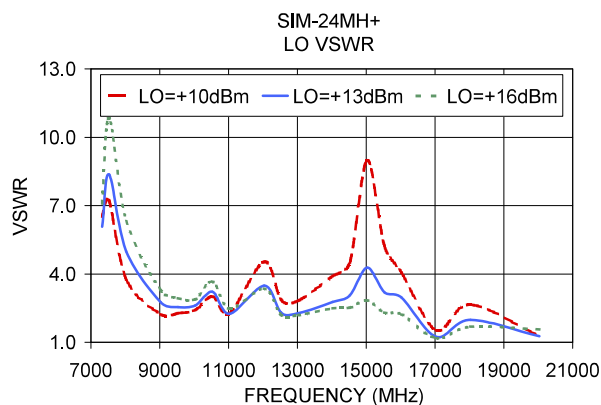
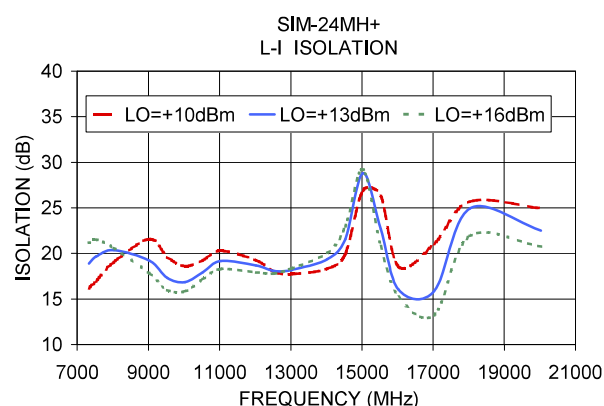
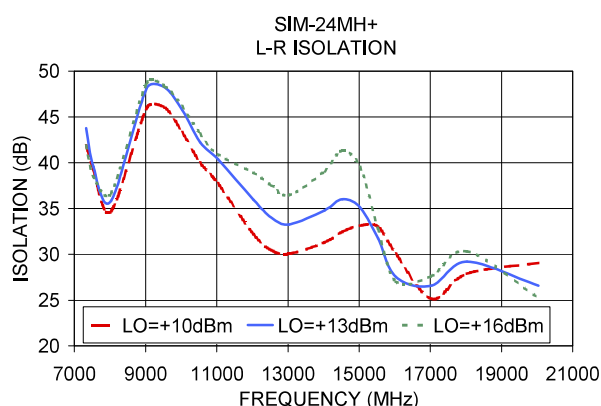
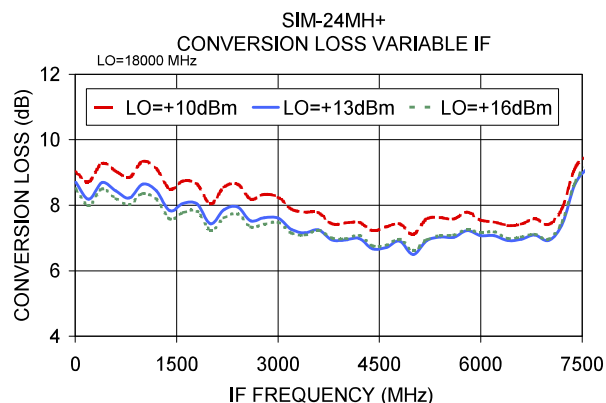
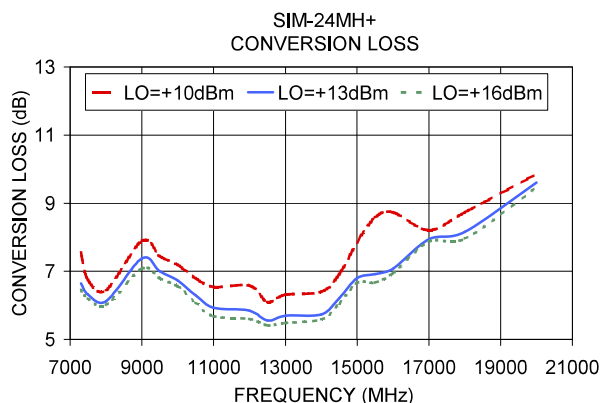
Electrical Schematic


 REV. B
 M151107
 SIM-24MH+
 ED-13229/1
 DJ/CP/AM
 151001

www.minicircuits.com P.O. Box 350166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

Performance Charts

SIM-24MH+



Notes

- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
 B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.
 C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp



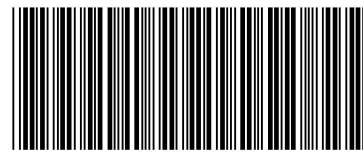
Operating and Service Manual

11667B Power Splitter



Part Number 11667-90037

Printed in USA July 2004



11667-90037

© Agilent Technologies, Inc. 1984, 2004

Hewlett-Packard to Agilent Technologies Transition

This documentation supports a product that previously shipped under the Hewlett-Packard company brand name. The brand name has now been changed to Agilent Technologies. The two products are functionally identical, only our name has changed. The document still includes references to Hewlett-Packard products, some of which have been transitioned to Agilent Technologies.

Documentation Warranty

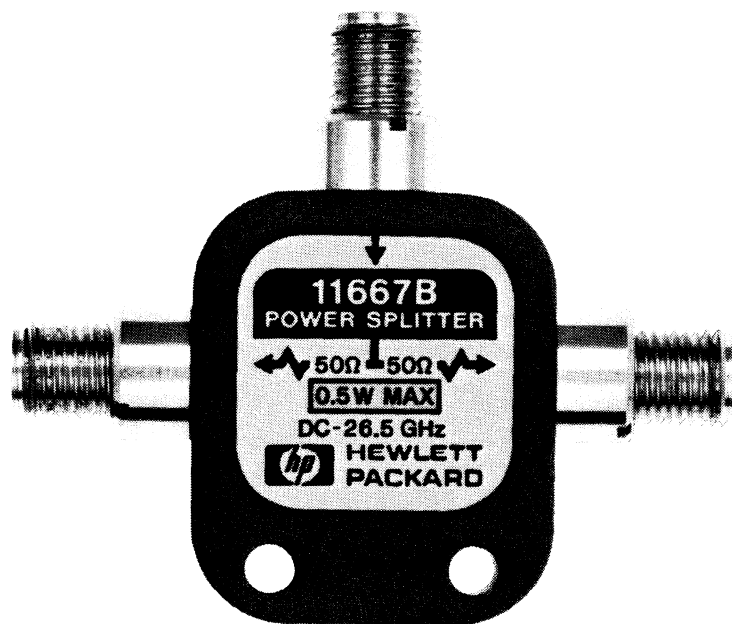
THE MATERIAL CONTAINED IN THIS DOCUMENT IS PROVIDED "AS IS," AND IS SUBJECT TO BEING CHANGED, WITHOUT NOTICE, IN FUTURE EDITIONS. FURTHER, TO THE MAXIMUM EXTENT PERMITTED BY APPLICABLE LAW, AGILENT DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EITHER EXPRESS OR IMPLIED WITH REGARD TO THIS MANUAL AND ANY INFORMATION CONTAINED HEREIN, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE. AGILENT SHALL NOT BE LIABLE FOR ERRORS OR FOR INCIDENTAL OR CONSEQUENTIAL DAMAGES IN CONNECTION WITH THE FURNISHING, USE, OR PERFORMANCE OF THIS DOCUMENT OR ANY INFORMATION CONTAINED HEREIN. SHOULD AGILENT AND THE USER HAVE A SEPARATE WRITTEN AGREEMENT WITH WARRANTY TERMS COVERING THE MATERIAL IN THIS DOCUMENT THAT CONFLICT WITH THESE TERMS, THE WARRANTY TERMS IN THE SEPARATE AGREEMENT WILL CONTROL.

DFARS/Restricted Rights Notice

If software is for use in the performance of a U.S. Government prime contract or subcontract, Software is delivered and licensed as "Commercial computer software" as defined in DFAR 252.227-7014 (June 1995), or as a "commercial item" as defined in FAR 2.101(a) or as "Restricted computer software" as defined in FAR 52.227-19 (June 1987) or any equivalent agency regulation or contract clause. Use, duplication or disclosure of Software is subject to Agilent Technologies' standard commercial license terms, and non-DOD Departments and Agencies of the U.S. Government will receive no greater than Restricted Rights as defined in FAR 52.227-19(c)(1-2) (June 1987). U.S. Government users will receive no greater than Limited Rights as defined in FAR 52.227-14 (June 1987) or DFAR 252.227-7015 (b)(2) (November 1995), as applicable in any technical data.

OPERATING AND SERVICE MANUAL

HP 11667B POWER SPLITTER



 **HEWLETT
PACKARD**

CERTIFICATION

Hewlett-Packard Company certifies that this product met its published specifications at the time of shipment from the factory. Hewlett-Packard further certifies that its calibration measurements are traceable to the United States National Bureau of Standards, to the extent allowed by the Bureau's calibration facility, and to the calibration facilities of other International Standards Organization members.

WARRANTY

This Hewlett-Packard instrument product is warranted against defects in material and workmanship for a period of one year from date of shipment. During the warranty period, Hewlett-Packard Company will, at its option, either repair or replace products which prove to be defective.

For warranty service or repair, this product must be returned to a service facility designated by HP. Buyer shall prepay shipping charges to HP and HP shall pay shipping charges to return the product to Buyer. However, Buyer shall pay all shipping charges, duties, and taxes for products returned to HP from another country.

HP warrants that its software and firmware designated by HP for use with an instrument will execute its programming instructions when properly installed on that instrument. HP does not warrant that the operation of the instrument, or software, or firmware will be uninterrupted or error free.

LIMITATION OF WARRANTY

The foregoing warranty shall not apply to defects resulting from improper or inadequate maintenance by Buyer, Buyer-supplied software or interfacing, unauthorized modification or misuse, operation outside of the environmental specifications for the product, or improper site preparation or maintenance.

NO OTHER WARRANTY IS EXPRESSED OR IMPLIED. HP SPECIFICALLY DISCLAIMS THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE.

EXCLUSIVE REMEDIES

THE REMEDIES PROVIDED HEREIN ARE BUYER'S SOLE AND EXCLUSIVE REMEDIES. HP SHALL NOT BE LIABLE FOR ANY DIRECT, INDIRECT, SPECIAL, INCIDENTAL, OR CONSEQUENTIAL DAMAGES, WHETHER BASED ON CONTRACT, TORT, OR ANY OTHER LEGAL THEORY.

ASSISTANCE

Product maintenance agreements and other customer assistance agreements are available for Hewlett-Packard products.

For any assistance, contact your nearest Hewlett-Packard Sales and Service Office. Addresses are provided at the back of this manual.

HP 11667B POWER SPLITTER

INSTRUMENTS COVERED BY MANUAL

For important information concerning instruments manufactured after the printing of this manual, as well as changes keyed to specific serial numbers, refer to Paragraph 9, INSTRUMENTS COVERED BY MANUAL.

© Copyright HEWLETT-PACKARD COMPANY 1984
1400 FOUNTAINGROVE PARKWAY, SANTA ROSA, CA 95401 U.S.A.

MANUAL PART NUMBER: 11667-90037
Microfiche Part Number: 11667-90038

Printed: APRIL 1984



**HEWLETT
PACKARD**

1. GENERAL INFORMATION

2. Introduction

3. This manual contains operating and service information for the Hewlett-Packard Model 11667B power splitter (shown in Figure 2). It explains the nature of the operator's check for this device and describes the one performance test required: testing the tracking between the output arms.

4. On the title page of this manual is a microfiche part number that can be used to order 10 x 15 cm (4 x 6 in) microfilm transparencies of this manual. The microfiche package includes the latest Manual Changes Supplement, and pertinent service notes.

5. Specifications

6. Performance specifications are listed in Table 1. These are performance standards or limits against which the instrument may be tested. Table 2 provides supplemental characteristics. These are not specifications, but are typical characteristics included as additional information for the user.

7. Safety Considerations

8. Do not apply more than +27 dBm RF CW power to the HP 11667B, or damage to the power splitter may occur.

9. Instruments Covered By Manual

10. The contents of this manual apply directly to all instruments, unless a yellow Manual Changes supplement is included with the manual. An instrument manufactured after the printing of this manual may have features that do not appear in this manual. In that case, a Manual Changes supplement documenting the differences will be provided with the manual.

11. In addition to change information, the supplement may contain information for correcting errors in the manual. To keep this manual as current as possible, Hewlett-Packard recommends that you periodically request the latest Manual Changes supplement. The supplement for this manual is keyed to its print date and part number, both of which appear on the title page. Changes may be keyed to specific serial numbers, in which case the relevant serial numbers will be noted on the first page of the supplement. Complimentary copies of the supplement are available from your local Hewlett-Packard office listed at the back of this manual.

Table 1. Specifications

Frequency Range: DC to 26.5 GHz**Maximum Input Power:** +27 dBm (0.5W)

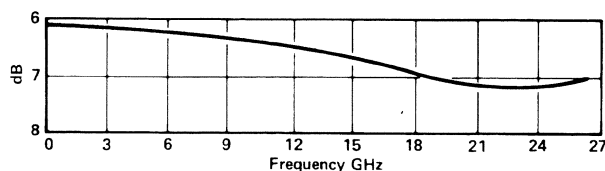
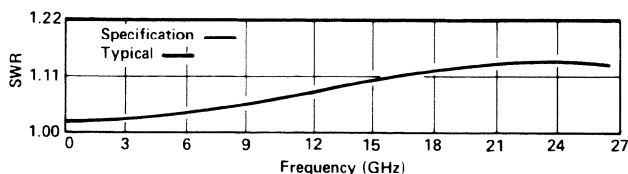
Description	Frequency (GHz)	
	DC to 18	DC to 26.5
Input SWR	≤ 1.22	≤ 1.29
Equivalent Output SWR (Leveling or ratio measurement)	≤ 1.22	≤ 1.22
Output Tracking (between output arms)	0.25 dB	0.40 dB

Connectors: Precision 3.5mm Female on all ports**Dimensions:** 47 mm wide x 40 mm high x 10 mm deep (1.85 in x 1.57 in x 0.39 in)**Shipping Weight:** 0.14 kg (4.94 oz.)

Table 2. Supplemental Characteristics

Description	Frequency (GHz)	
	DC to 18	DC to 26.5
Phase Tracking (between output arms), typically:	$\leq 1.5^\circ$	$\leq 2.5^\circ$

Typical insertion loss:

Leveling or ratio measurement
source match:

12. Description

13. The HP 11667B is a two-resistor power splitter used in network measurement systems where one output arm is used for leveling or to supply a reference signal for ratio measurements.

14. When the HP 11667B is used in a network analyzer system, the node at the fork of the power splitter is held constant by the leveling action of the network analyzer reference channel (see Figure 1). Because a virtual ground is present at the node, the resistance in each output arm is 50 ohms, giving a 50 ohm matched output impedance.

15. When the source power level is varied (e.g., when measuring gain compression), ratioing is required to maintain calibration. This is not necessary when using the HP 11667B, because the ratio between the signals in the two arms is unaffected. Variations in power level appear in both arms equally and simultaneously.

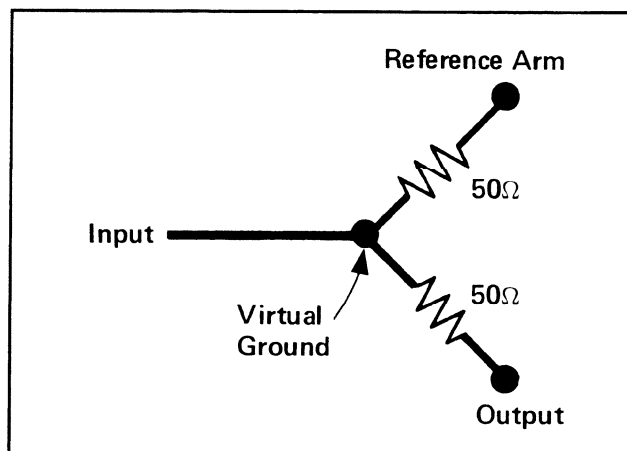


Figure 1. HP 11667B Schematic

16. INSTALLATION

17. Initial Inspection

18. If the shipping container or cushioning material is damaged, it should be kept until the contents of the shipment have been checked both mechanically and electrically. Procedures for checking electrical performance are given in this manual under **PERFORMANCE TESTS**. If the instrument does not pass these electrical tests, or shipping contents are incomplete, or there is mechanical damage or defect, notify your nearest Hewlett-Packard office. If the shipping container is damaged, or the cushioning material shows signs of stress, notify the carrier as well as Hewlett-Packard. Keep the shipping materials for the carrier's inspection. Hewlett-Packard will arrange for repair or replacement without waiting for claim settlement.

19. Preparation For Use

20. Figure 3 shows a typical measurement configuration using the HP 11667B.

21. Mating Connectors. The mating connector for a precision 3.5mm female connector is a precision 3.5mm male connector.

CAUTION

An SMA connector will mate with a precision 3.5mm connector, but it should **ONLY be done with the following considerations:**

1. Important structural dimensional differences exist between these two types of connectors:
 - a. Precision 3.5mm connectors are air dielectric devices. Only air exists between the center and outer conductors. The male or female center conductor is supported solely by a plastic "bead" deep within the connector body. **SMA connectors** employ a plastic dielectric to support the entire length of the center conductor.
 - b. The diameters of both the center and the outer conductors differ between SMA and precision 3.5mm connectors. When an SMA

connector is mated with a precision 3.5mm connector, the connection will exhibit a discontinuity mismatch (SWR) of typically 1.10 (return loss = 26.5 dB), at 20 GHz. The mating of SMA and precision 3.5mm connectors should be done only when such a high connector mismatch can be tolerated.

2. Because SMA connectors are not precision mechanical devices, and are especially susceptible to mechanical wear (causing them to degrade so that they are out of specification), they are potentially damaging to any precision 3.5mm connectors with which they are mated.

A worn or out-of-spec SMA connector can permanently damage its mate **ON THE VERY FIRST CONNECTION**. Therefore, **BEFORE** making any connections, ensure that you have inspected both connectors visually, and that you have checked the mating plane dimensions with an appropriate connector gauge. **BOTH** connectors must be within specifications or permanent damage may result.

Pay special attention to the SMA male pin. A male pin that is too long may smash or break the delicate fingers on the precision 3.5mm female connector. Carefully align the two connectors. With the male contact precisely concentric with the female, push them straight together. Do not overtighten or rotate either center connector. Turn only the outer nut of the male connector and use a torque wrench (8 in-lb, 90 N-cm) for the final connection.

Refer to Table 3 for a list of precision 3.5mm adapters available from Hewlett-Packard.

- 22.** A precision 3.5mm(m) to precision 3.5mm(m) adapter (HP Part No. 1250-1864), or a precision airline, can be used to extend the life of the 11667B precision 3.5mm connectors.

23. Operating Environment. The operating environment should be within the following limits:

Temperature..... 0° to +55°C
(+32° to +131°F)
Humidity..... Up to 95% relative
Altitude..... Up to 4,572 metres
(15,000 feet)

24. Storage and Shipment

25. Environment. The instrument may be stored or shipped in environments within the following limits:

Temperature..... -40° to +75°C
(-40° to +167°F)
Humidity..... Up to 95%
Altitude..... Up to 7,620 metres
(25,000 feet)

26. Protection should be provided from temperature extremes, which can cause condensation within the instrument.

27. Original Packaging. Containers and materials identical to those used in factory packaging are available through Hewlett-Packard offices. If the instrument is being returned to Hewlett-Packard for servicing, attach

a tag indicating the type of service required, return address, model number and full serial number. Ensure that the container is marked **FRAGILE** to assure careful handling. In any correspondence, refer to the instrument by model number and full serial number.

28. Other Packaging. The following general instructions should be used for repackaging with commercially available materials:

1. Wrap the instrument in heavy paper or plastic. If shipping to a Hewlett-Packard office or service center, attach a tag indicating the type of service required, return address, model number, and full serial number.
2. Use a strong shipping container. A double wall carton made of 350-pound test material is adequate.
3. Use enough shock absorbing material (a 3 to 4 inch layer) around all sides of the instrument to provide firm cushion and prevent movement inside the container.
4. Seal the shipping container securely.
5. Mark the shipping container **FRAGILE** to assure careful handling.

29. OPERATION

30. Features

31. Features of the HP 11667B are shown in Figure 2.

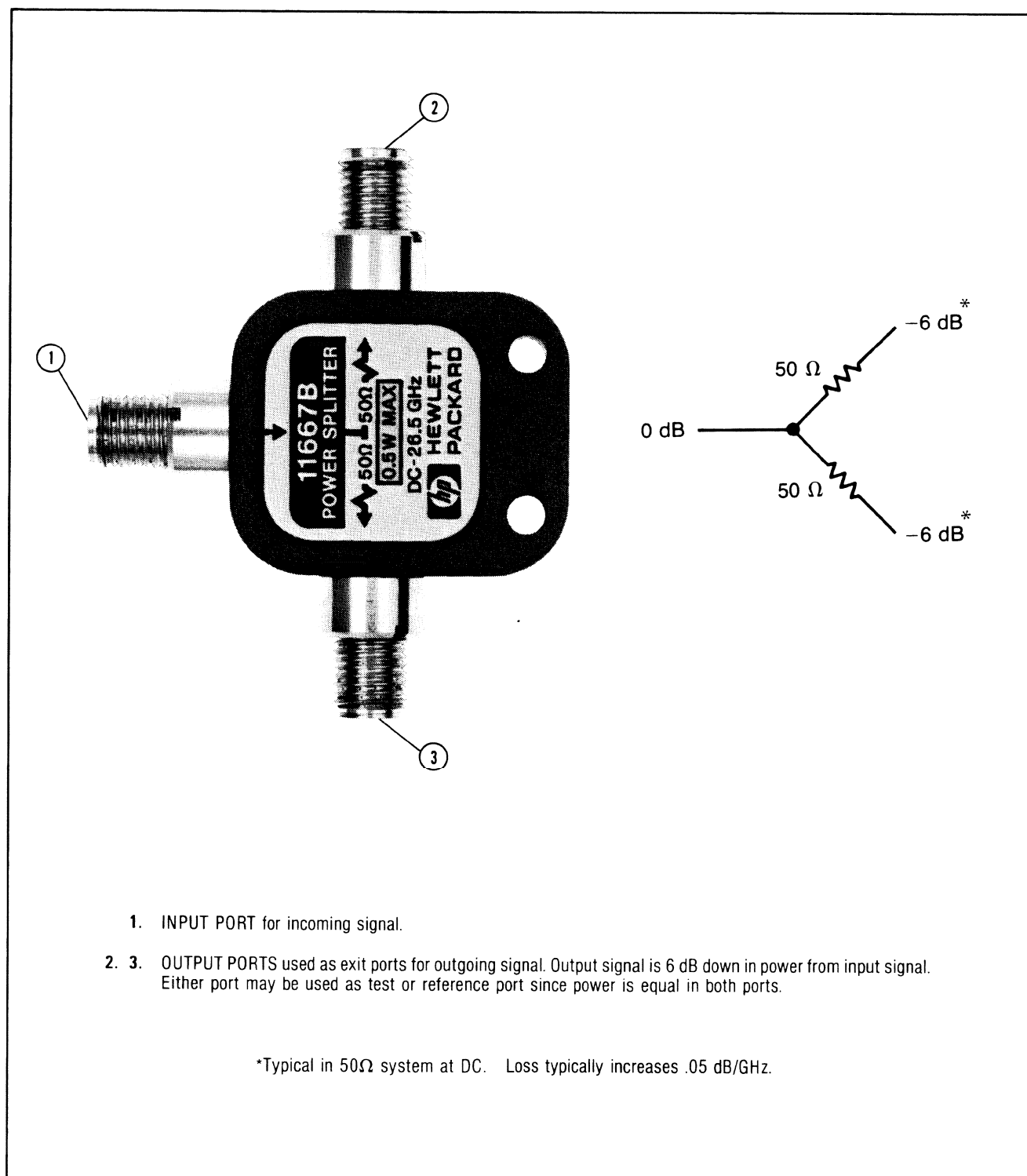
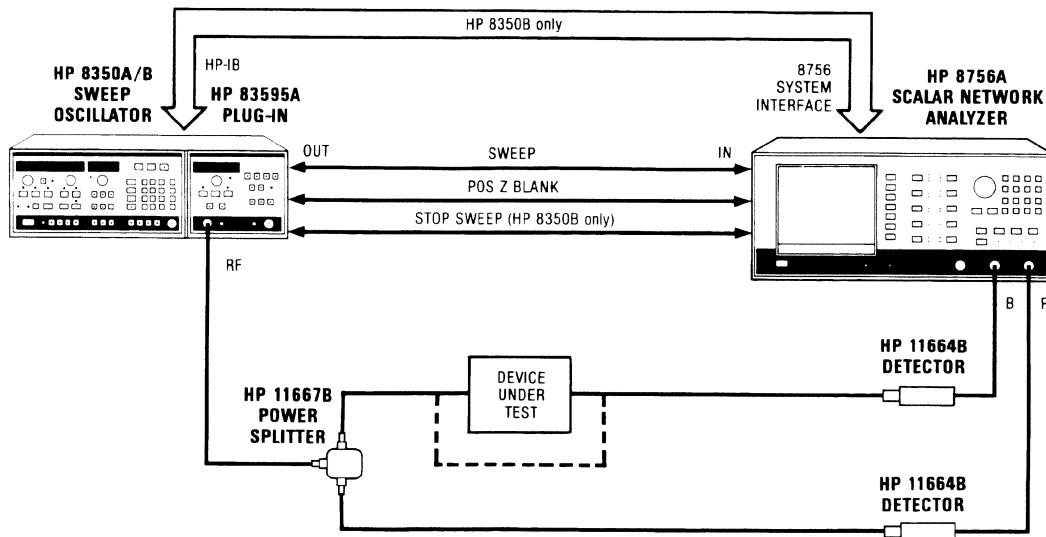


Figure 2. Instrument Features

32. Operator's Check

33. The operator's check consists of performing

a measurement as shown in Figure 3. Successful measurement of a known component verifies operation.

**Insertion Loss or Gain**

This sequence lists the steps for a typical insertion loss or gain measurement.

Calibration:

MEAS PWR B or **MEAS RATIO B/R**,
DISPLAY MEAS.
 Connect B Input detector to splitter,
 Set Start/Stop Frequencies,
 Set Power Level.
DISPLAY—MEM.
DISPLAY M—MEAS.

Measurement:

Connect test device.
CURSOR,
 Position Cursor,
 Read magnitude and frequency.

Calibration sets a zero dB reference with the detector connected. After connecting the test device, a negative measured value indicates insertion loss; a positive value indicates gain.

Figure 3. Typical Measurement Procedure

34. PERFORMANCE TESTS

35. Performance testing the HP 11667B consists only of testing the tracking between the output arms (refer to Paragraph 41).

36. Phase information is required to measure the SWR of the HP 11667B. The only instrument that is practical for making this measurement to 26.5 GHz is the HP 8510 network analyzer. For further information, refer to the HP 8510 Operating Manual.

37. SWR is usually performance tested using a scalar network analyzer such as the HP 8756A. To measure the SWR of the HP 11667B with an HP 8756A, an HP 85021B bridge would be required. Both the bridge and the HP 11667B have female precision 3.5mm connectors. Therefore, a precision 3.5mm male-to-male adapter would be required to connect the power splitter to the bridge.

38. If the adapter is connected to the bridge, and a calibration is performed at the end of the adapter, the directivity of the bridge is degraded, and the measurement uncertainty is unacceptable.

39. If a calibration is performed at the precision 3.5mm female port of the bridge, and the adapter is connected to the power splitter, the SWR of the adapter masks the SWR of the power splitter.

40. Phase information is required to calibrate out the effects of the adapter. The HP 8510 can be calibrated in either female or male precision 3.5mm, and using internal error correction, it has an effective directivity greater than 40 dB. Therefore, to accurately measure the SWR of the HP 11667B, refer to the HP 8510 network analyzer Operating Manual.

41. OUTPUT TRACKING TEST

SPECIFICATION:

DC to 18 GHz: 0.25 dB

DC to 26.5 GHz: 0.40 dB

DESCRIPTION:

One output arm of the HP 11667B is terminated in 50 ohms. A measurement is taken on the other arm and stored in the HP 8756A. The load and detector are then reversed, and a display minus memory reading is taken on the HP 8756A. The flatness of the HP 11667B (including the HP 11664B detector) is displayed as peak-to-peak variation on the HP 8756A CRT.

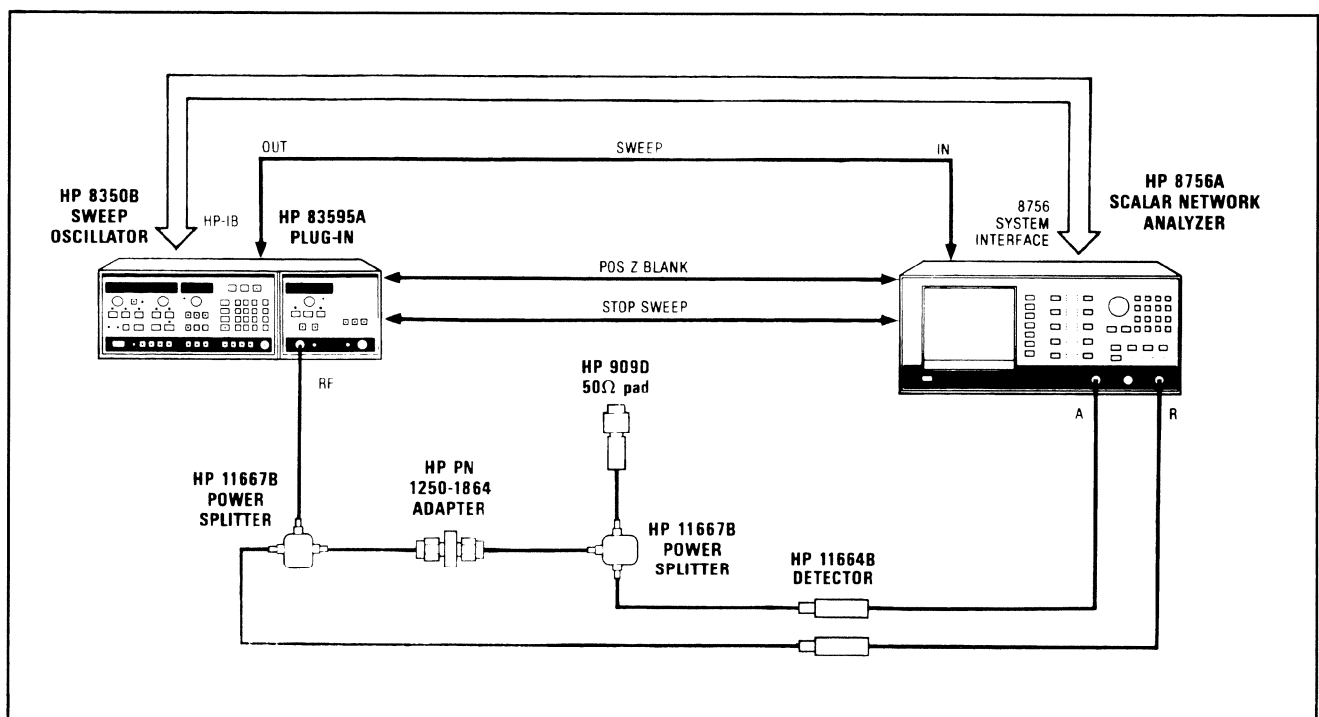


Figure 4. Output Tracking Test Setup

NOTE

An HP 8350B is used in this performance test. A modified HP 8350A has the same capabilities as an HP 8350B, but an unmodified HP 8350A DOES NOT. If an unmodified HP 8350A is being used, DO NOT connect the 8756 SYSTEM INTERFACE or the Stop Sweep. Because the 8756 SYSTEM INTERFACE cannot be used, pressing [PRESET] on the HP 8756A will NOT cause the HP 8350A to preset. The operator must press [PRESET] on BOTH the HP 8756A AND the HP 8350A. In addition, operator must press [□ MOD] on the HP 8350A to turn square wave modulation on, and must set the sweep time to >200 ms.

EQUIPMENT:

Power Splitter (one plus Test Device)	HP 11667B
Sweep Oscillator	HP 8350B
RF Plug-In	HP 83595A
Network Analyzer	HP 8756A
Detector (2 required)	HP 11664B
50 Ohm Load (precision 3.5mm[m])	HP 909D
Adapter (precision 3.5mm[m] to precision 3.5 mm[m])	HP 1250-1864

PROCEDURE:

1. Connect equipment as show in Figure 4. Press **[PRESET]** on the HP 8756A to preset both the HP 8756A and the HP 8350B (this will also turn the HP 8350B [**□** **MOD**] on, and set the sweep rate to 200 ms). Allow 30 minutes warm-up.
2. On the HP 8756A, press **[SHIFT] [DISPLAY]** to store the trace in memory.
3. Reverse the output port connections.
4. On the HP 8756A, press **[DISPLAY]** until the **M-MEM** LED is on.
5. Frequency tracking is the peak to peak variation of the CRT trace.

42. ADJUSTMENTS

43. The HP 11667B power splitter requires no electrical or mechanical adjustments.

44. SERVICE**45. Troubleshooting**

46. The circuit elements of the HP 11667B are split into to identical channels. A malfunction will usually occur in only one channel and can be confirmed by reversing connections to the splitter.

47. Because the power splitter works to dc, an ohmmeter can be used to check the inner conductor connections. The resistance from either output center conductor to the input center conductor should be 50 ohms \pm 2 ohms.

48. Ordering Information

49. The HP 11667B has no field replaceable parts.

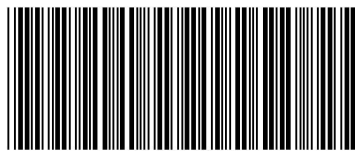
50. Table 3 lists the precision 3.5mm adaptors available from Hewlett-Packard.

Table 3. Precision 3.5mm Adaptors Available From Hewlett-Packard

Description	Part Number
Precision 3.5mm(m) to N(M)	1250-1743
Precision 3.5mm(m) to N(f)	1250-1750
Precision 3.5mm(f) to N(m)	1250-1744
Precision 3.5mm(f) to N(f)	1250-1745
Precision 3.5mm(m) to Precision 7mm	1250-1746
Precision 3.5mm(f) to Precision 7mm	1257-1747
Precision 3.5mm(m) to Precision 3.5mm(m)	1250-1864
Precision 3.5mm(f) to Precision 3.5m(f)	1250-1865
Precision 3.5mm(m) to Precision 3.5mm(f)	1250-1866

Contacting Agilent

Online assistance: www.agilent.com/find/assist			
Americas			
Brazil <i>(tel)</i> (+55) 11 4197 3700 <i>(fax)</i> (+55) 11 4197 3800	Canada <i>(tel)</i> 888 447 7378	Mexico <i>(tel)</i> 1 800 734 7703 <i>(fax)</i> 1 800 734 7704	United States <i>(tel)</i> 800 829 4444 <i>(alt)</i> (+1) 303 662 3998 <i>(fax)</i> 800 829 4433
Asia Pacific and Japan			
Australia <i>(tel)</i> 1 800 225 574 <i>(alt)</i> 1 800 893 449 <i>(fax)</i> 1 800 681 776 <i>(fax)</i> 1 800 225 539	China <i>(tel)</i> 800 810 0508 <i>(alt)</i> 800 810 0510 <i>(fax)</i> 800 810 0507 <i>(fax)</i> 800 810 0362	Hong Kong <i>(tel)</i> 800 933 229 <i>(fax)</i> 800 900 701	India <i>(tel)</i> 1600 112 929 <i>(alt)</i> 1600 112 626 <i>(fax)</i> 1600 112 727 <i>(fax)</i> 1600 113 040
Japan (Bench) <i>(tel)</i> 0120 32 0119 <i>(alt)</i> (+81) 426 56 7799 <i>(fax)</i> 0120 01 2144	Japan (On-Site) <i>(tel)</i> 0120 802 363 <i>(alt)</i> (+81) 426 56 7498 <i>(fax)</i> (+81) 426 60 8953	Singapore <i>(tel)</i> 1 800 275 0880 <i>(fax)</i> (+65) 6836 0240 <i>(fax)</i> (+65) 6755 1235 <i>(fax)</i> (+65) 6755 1214	South Korea <i>(tel)</i> 080 770 7774 <i>(tel)</i> 080 778 0011 <i>(tel)</i> 080 778 0012 <i>(alt)</i> +65 270 1207 <i>(fax)</i> 080 778 0013 <i>(fax)</i> +82 080 778-0014 <i>(fax)</i> 080 770 7778
Taiwan <i>(tel)</i> 0800 047 661 <i>(tel)</i> 0800 047 669 <i>(fax)</i> 0800 047 667	Thailand <i>(tel)</i> 1 800 2758 5822 <i>(alt)</i> (+66) 259 3442 <i>(fax)</i> 1 800 656 336	Malaysia <i>(tel)</i> 1800 880 399 <i>(fax)</i> 1800 801 054	
Europe			
Austria <i>(tel)</i> 0820 87 44 11* <i>(fax)</i> 0820 87 44 22	Belgium <i>(tel)</i> (+32) (0)2 404 9340 <i>(alt)</i> (+32) (0)2 404 9000 <i>(fax)</i> (+32) (0)2 404 9395	Denmark <i>(tel)</i> (+45) 7013 1515 <i>(alt)</i> (+45) 7013 7313 <i>(fax)</i> (+45) 7013 1555	Finland <i>(tel)</i> (+358) 10 855 2100 <i>(fax)</i> (+358) (0) 10 855 2923
France <i>(tel)</i> 0825 010 700* <i>(alt)</i> (+33) (0)1 6453 5623 <i>(fax)</i> 0825 010 701*	Germany <i>(tel)</i> 01805 24 6333* <i>(alt)</i> 01805 24 6330* <i>(fax)</i> 01805 24 6336*	Ireland <i>(tel)</i> (+353) (0)1 890 924 204 <i>(alt)</i> (+353) (0)1 890 924 206 <i>(fax)</i> (+353) (0)1 890 924 024	Israel <i>(tel)</i> (+972) 3 9288 500 <i>(fax)</i> (+972) 3 9288 501
Italy <i>(tel)</i> (+39) (0)2 9260 8484 <i>(fax)</i> (+39) (0)2 9544 1175	Luxemburg <i>(tel)</i> (+32) (0)2 404 9340 <i>(alt)</i> (+32) (0)2 404 9000 <i>(fax)</i> (+32) (0)2 404 9395	Netherlands <i>(tel)</i> (+31) (0)20 547 2111 <i>(alt)</i> (+31) (0)20 547 2000 <i>(fax)</i> (+31) (0)20 547 2190	Russia <i>(tel)</i> (+7) 095 797 3963 <i>(alt)</i> (+7) 095 797 3900 <i>(fax)</i> (+7) 095 797 3901
Spain <i>(tel)</i> (+34) 91 631 3300 <i>(alt)</i> (+34) 91 631 3000 <i>(fax)</i> (+34) 91 631 3301	Sweden <i>(tel)</i> 0200 88 22 55* <i>(alt)</i> (+46) (0)8 5064 8686 <i>(fax)</i> 020 120 2266*	Switzerland (French) <i>(tel)</i> 0800 80 5353 opt. 2* <i>(alt)</i> (+33) (0)1 6453 5623 <i>(fax)</i> (+41) (0)22 567 5313	Switzerland (German) <i>(tel)</i> 0800 80 5353 opt. 1* <i>(alt)</i> (+49) (0)7031 464 6333 <i>(fax)</i> (+41) (0)1 272 7373
Switzerland (Italian) <i>(tel)</i> 0800 80 5353 opt. 3* <i>(alt)</i> (+39) (0)2 9260 8484 <i>(fax)</i> (+41) (0)22 567 5314	United Kingdom <i>(tel)</i> (+44) (0)7004 666666 <i>(alt)</i> (+44) (0)7004 123123 <i>(fax)</i> (+44) (0)7004 444555		
<i>(tel)</i> = primary telephone number; <i>(alt)</i> = alternate telephone number; <i>(fax)</i> = FAX number; * = in country number			



11667-90037

Keysight 11612A Bias Network

Includes Option 001

Serial Numbers: This manual applies directly to Keysight 11612A Bias Networks with serial number prefix 2301A and higher.

NOTICE: This document contains references to Agilent Technologies. Agilent's former Test and Measurement business has become Keysight Technologies. For more information, go to **www.keysight.com**.



Notices

© Keysight Technologies 1989 - 2015

No part of this manual may be reproduced in any form or by any means (including electronic storage and retrieval or translation into a foreign language) without prior agreement and written consent from Keysight Technologies as governed by United States and international copyright laws.

Manual Part Number

11612-90001

Edition

January 2015

Supersedes: September 2012, October 2013

Keysight Technologies
1400 Fountaingrove Parkway
Santa Rosa, CA 95403

Warranty

The material contained in this document is provided “as is,” and is subject to being changed, without notice, in future editions. Further, to the maximum extent permitted by applicable law, Keysight disclaims all warranties, either express or implied, with regard to this manual and any information contained herein, including but not limited to the implied warranties of merchantability and fitness for a particular purpose. Keysight shall not be liable for errors or for incidental or consequential damages in connection with the furnishing, use, or performance of this document or of any information contained herein. Should Keysight and the user have a separate written agreement with warranty terms covering the material in this document that conflict with these terms, the warranty terms in the separate agreement shall control.

Technology Licenses

The hardware and/or software described in this document are furnished under a license and may be used or copied only in accordance with the terms of such license.

Restricted Rights Legend

If software is for use in the performance of a U.S. Government prime contract or sub-contract, Software is delivered and

licensed as “Commercial computer software” as defined in DFAR 252.227-7014 (June 1995), or as a “commercial item” as defined in FAR 2.101(a) or as “Restricted computer software” as defined in FAR 52.227-19 (June 1987) or any equivalent agency regulation or contract clause. Use, duplication or disclosure of Software is subject to Keysight Technologies’ standard commercial license terms, and non-DOD Departments and Agencies of the U.S. Government will receive no greater than Restricted Rights as defined in FAR 52.227-19(c)(1-2) (June 1987). U.S. Government users will receive no greater than Limited Rights as defined in FAR 52.227-14 (June 1987) or DFAR 252.227-7015 (b)(2) (November 1995), as applicable in any technical data.

Safety Notices

CAUTION

A **CAUTION** notice denotes a hazard. It calls attention to an operating procedure, practice, or the like that, if not correctly performed or adhered to, could result in damage to the product or loss of important data. Do not proceed beyond a **CAUTION** notice until the indicated conditions are fully understood and met.

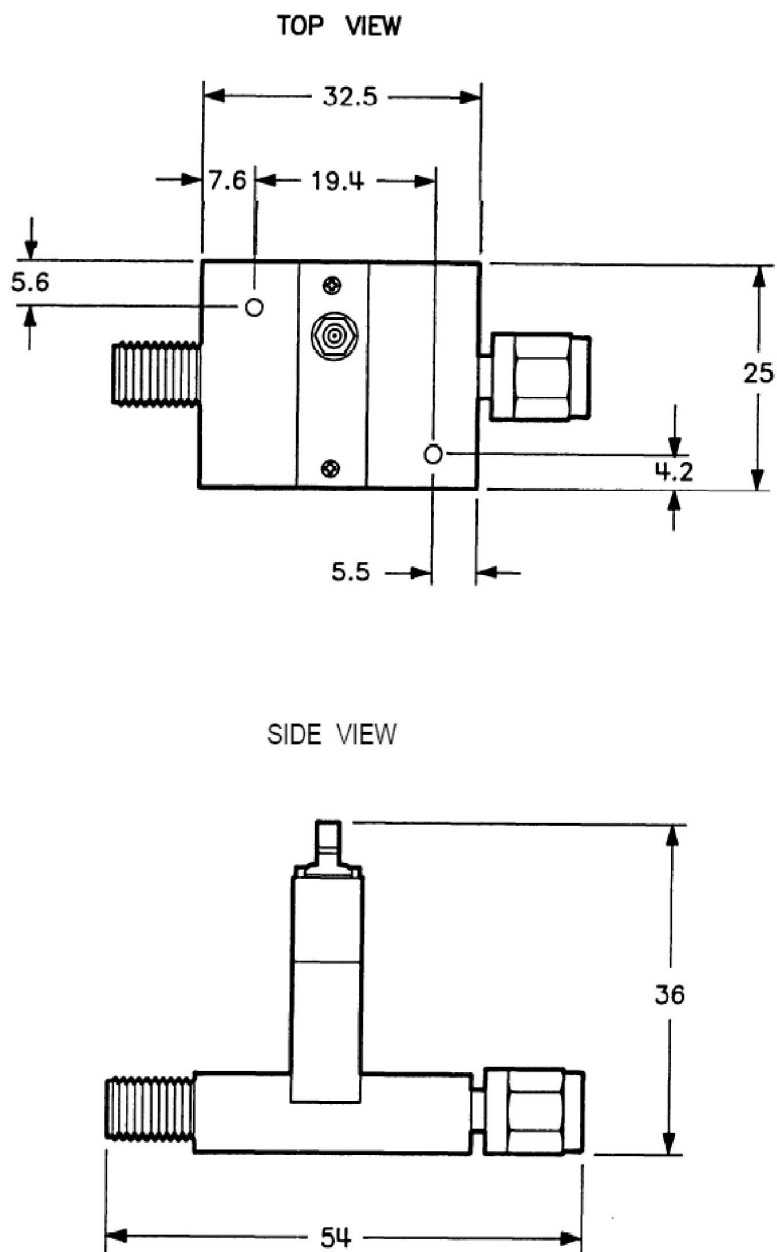
WARNING

A **WARNING** notice denotes a hazard. It calls attention to an operating procedure, practice, or the like that, if not correctly performed or adhered to, could result in personal injury or death. Do not proceed beyond a **WARNING** notice until the indicated conditions are fully understood and met.

11612A Bias Network

NOTE In the following graphic, all dimensions are in millimeters.

Figure 1 11612A Dimensions



11612_001_001

General Information

The 11612A bias network provides a means of supplying dc bias to the center conductor of a coaxial line of a component or device while blocking the DC bias to the RF input port.

This manual contains information required to install, operate, and test the 11612A bias network.

Option 001

In addition to the capabilities of the standard bias network, the 11612A option 001 high current bias network can achieve higher bias levels above 0.4 GHz. These bias levels are useful in applications such as transistor testing.

Bias Networks Covered by Manual

Each bias network has a five digit serial number. The contents of this manual apply to bias networks having a serial number equal to or higher than the serial number listed on the title page of this manual.

Incoming Inspection

If the bias network or its case appear to be damaged, set aside the device and all packaging materials and contact Keysight. Refer to [“Contacting Keysight” on page 11](#).

Preparation For Use

Interconnections

The 11612A bias network is connected in line with the device to be biased. The bias is applied through the SMB snap-on connector. Refer to [Figure 3 on page 6](#). A BNC to SMC adapter cable (part number 5062-4550) is also included in the 11612A bias network assembly.

Operating Environment

Operate the bias network within the following limits:

Temperature	0 to +55 °C
Humidity	up to 95%
Altitude	up to 7,625 meters (25,000 feet), mean sea level

Specifications

Specifications describe the device’s warranted performance.

11612A Specifications

Frequency Range	0.045 to 26.5 GHz
Return Loss (both ports) – Minimum	--
0.045 to 8 GHz	20 dB
8 to 18 GHz	18 dB
18 to 26.5 GHz	14 dB
Insertion Loss – Maximum	--
0.045 to 12.4 GHz	0.8 dB
12.4 to 26.5 GHz	1.3 dB
Maximum Bias Current	500 mA
Maximum Bias Voltage	±40 Vdc

11612A Option 001 Specifications

Frequency Range ^a	0.4 to 26.5 GHz
Return Loss (both ports) – Minimum	--
0.045 to 1 GHz	14 dB
1 to 18 GHz	18 dB
18 to 26.5 GHz	14 dB
Insertion Loss – Maximum	--
0.4 to 12.4 GHz	1.0 dB
12.4 to 26.5 GHz	1.5 dB
Maximum Bias Current	2 amps DC; up to 32 amps in pulsed mode. Refer to Figure 5 on page 10 and Figure 6 on page 11 .
Maximum Bias Voltage	±100 Vdc
Duty Cycle – Maximum	Refer to the duty cycle curves in Figure 5 on page 10 and Figure 6 on page 11 .
Pulse Width – Maximum	Refer to the duty cycle curves in Figure 5 on page 10 and Figure 6 on page 11 .

a. Operation below 0.4 GHz is possible but not specified.

CAUTION	It is critical that you properly set the power levels before connecting the bias network to the power supply. Failure to do so may result in irreparable damage to the bias coil. Bias coils damaged by overheating are not covered under warranty.
----------------	---

Supplemental Characteristics

Supplemental characteristics are non-warranted performance parameters. They are included to provide useful operating information.

11612A Supplemental Characteristics

Pin Depth ^a	0.000 to 0.127 mm (0.0000 to 0.0050 inches)
Maximum RF Input Power	+24 dBm
Impedance	50 ohms, nominal
DC Resistance from Bias Port to Output Port (typical)	--
At 23 °C	0.5 ohms
At 23 °C, full rated current	0.7 ohms
RF Connectors	--
RF Input	3.5 mm ^b female
RF Output	3.5 mm male
Bias Connector (non-hermetic)	SMB male
Net Weight	0.075 kg (0.165 lb)
Dimensions (nominal, not including connectors)	30 mm x 33 mm x 25 mm (1.2 in x 1.3 in x 1.0 in)

- a. The electrical performance of the bias network is independent of its pin depth within the range stated above.
- b. 3.5 mm connectors mate with SMA connectors.

11612A Option 001 Supplemental Characteristics

Pin Depth ^a	0.000 to 0.127 mm (0.0000 to 0.0050 inches)
Maximum RF Input Power	+24 dBm
Impedance	50 ohms, nominal
DC Resistance from Bias Port to Output Port (typical)	--
At 23 °C	0.1 ohms
At 23 °C, full rated current	0.12 ohms
RF Connectors	--
RF Input	3.5 mm ^b female
RF Output	3.5 mm male
Bias Connector (non-hermetic)	SMB male
Net Weight	0.075 kg (0.165 lb)
Dimensions (nominal, not including connectors)	30 mm x 33 mm x 25 mm (1.2 in x 1.3 in x 1.0 in)

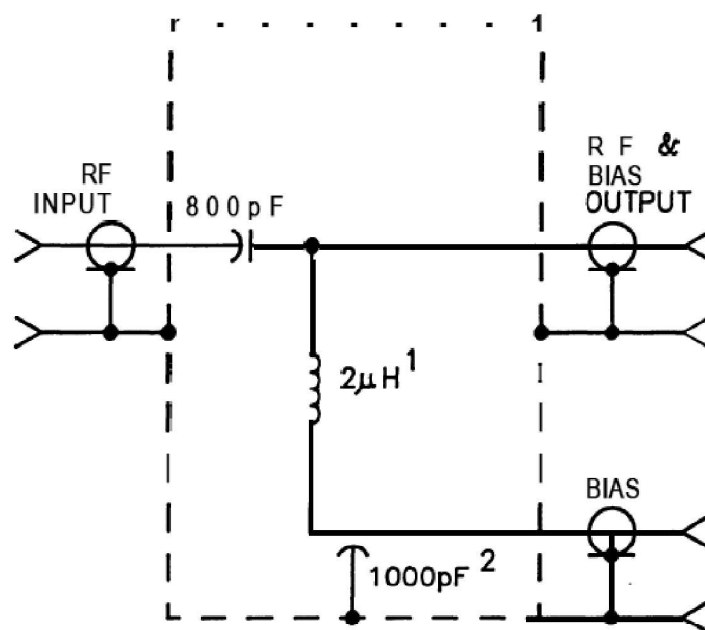
- a. The electrical performance of the bias network is independent of its pin depth within the range stated above.
- b. 3.5 mm connectors mate with SMA connectors.

CAUTION It is critical that you properly set the power levels before connecting the bias network to the power supply. Failure to do so may result in irreparable damage to the bias coil. Bias coils damaged by overheating are not covered under warranty.

Operation

Figure 2 shows a schematic diagram of the bias network. The circuit is a “tee” in which the capacitor in the left arm acts as a DC block/high pass filter. The vertical arm, with its series inductance and shunt capacitance, acts as a low pass filter.

Figure 2 Bias Network Schematic Diagram

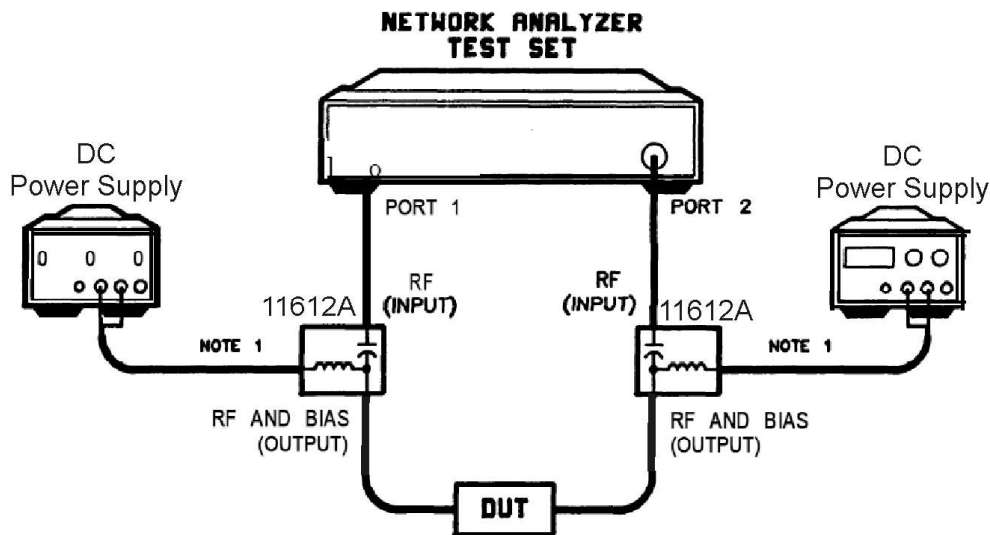


1. Option 001 is approximately 100 nH.
2. Option 001 is approximately 100 pF.

11612_001_001

Figure 3 shows the 11612A bias network connected in a typical measurement setup. Although other applications are possible, the general method of setup and operation is the same.

Figure 3 Typical Measurement Setup



11612_001_003

NOTE Transistors and negative resistance devices may oscillate if the bias port of the 11612A bias network is not properly terminated. Keysight recommends that bias from the bias supply be routed through the 11635A bias decoupling network before being applied to the bias port of the 11612A. An adapter cable (part number 5062-4550) is included to connect the bias network and the bias decoupling network.

Instructions for Pulsed Operation (Option 001)

The following procedure sets the correct power levels for the bias network when you're using it for pulsed measurements. This procedure applies only to the 11612A option 001 high current bias network and should not be used with the standard 11612A.

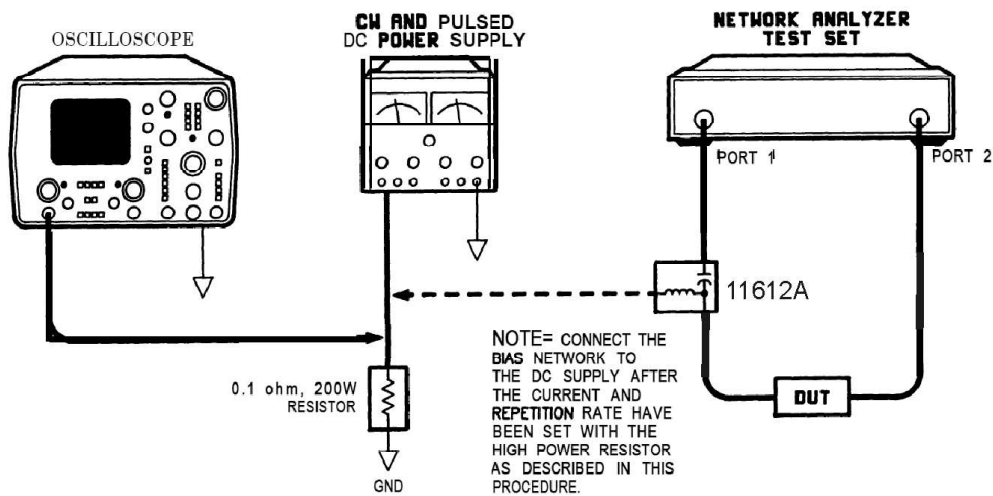
CAUTION It is critical that you properly set the power levels before connecting the bias network to the power supply. Failure to do so may result in irreparable damage to the bias coil. Bias coils damaged by overheating are not covered under warranty.

Setting the Bias Current and Repetition Rate

the following procedure uses a 0.1 ohm wire wound high power resistor to simulate the bias network so the correct bias level and repetition rate can be set before the bias network is connected.

1. Connect the equipment as shown in [Figure 4 on page 7](#); do not connect the bias network yet.

Figure 4 11612A Option 001 Bias Level Setup



11612_001_004

2. Measure the voltage across the resistor with an oscilloscope.
3. Set the current and repetition rate to the appropriate values (taken from the curve in [Figure 6 on page 11.](#))
4. When the bias current and repetition rate are within the allowed limits, remove the resistor and insert the bias network.

Storage and Shipment

Store and ship the bias network within the following limits:

Temperature	−40 to +75 °C
Humidity	up to 95%
Altitude	up to 7,625 meters (25,000 feet), mean sea level

Returning a Device to Keysight

If your device requires service, contact Keysight Technologies for information on where to send it. See [“Contacting Keysight” on page 11.](#) Include the following information:

- your company name and address
- a technical contact person within your company, and the person's complete telephone number
- the part number and serial number of each device
- the type of service required
- a *detailed* description of the problem and how the device was being used when the problem occurred

Performance Tests

The procedures in this section test the electrical performance of the 11612A using the specifications listed in this document as performance standards.

Record the results of the performance tests in the Performance Test Record, located at the end of the procedures.

Return Loss of Input and Output Ports

1. Connect the equipment for a standard reflection measurement.
2. Calibrate the system with an open and a short.
3. Connect the appropriate RF port of the 11612A to the network analyzer test port. Terminate the opposite port with a 50 ohm load.

NOTE	The return loss of the terminating load should be at least 20 dB better than the desired measurement value.
-------------	---

4. Measure the return loss. Refer to the specifications listed in this document.

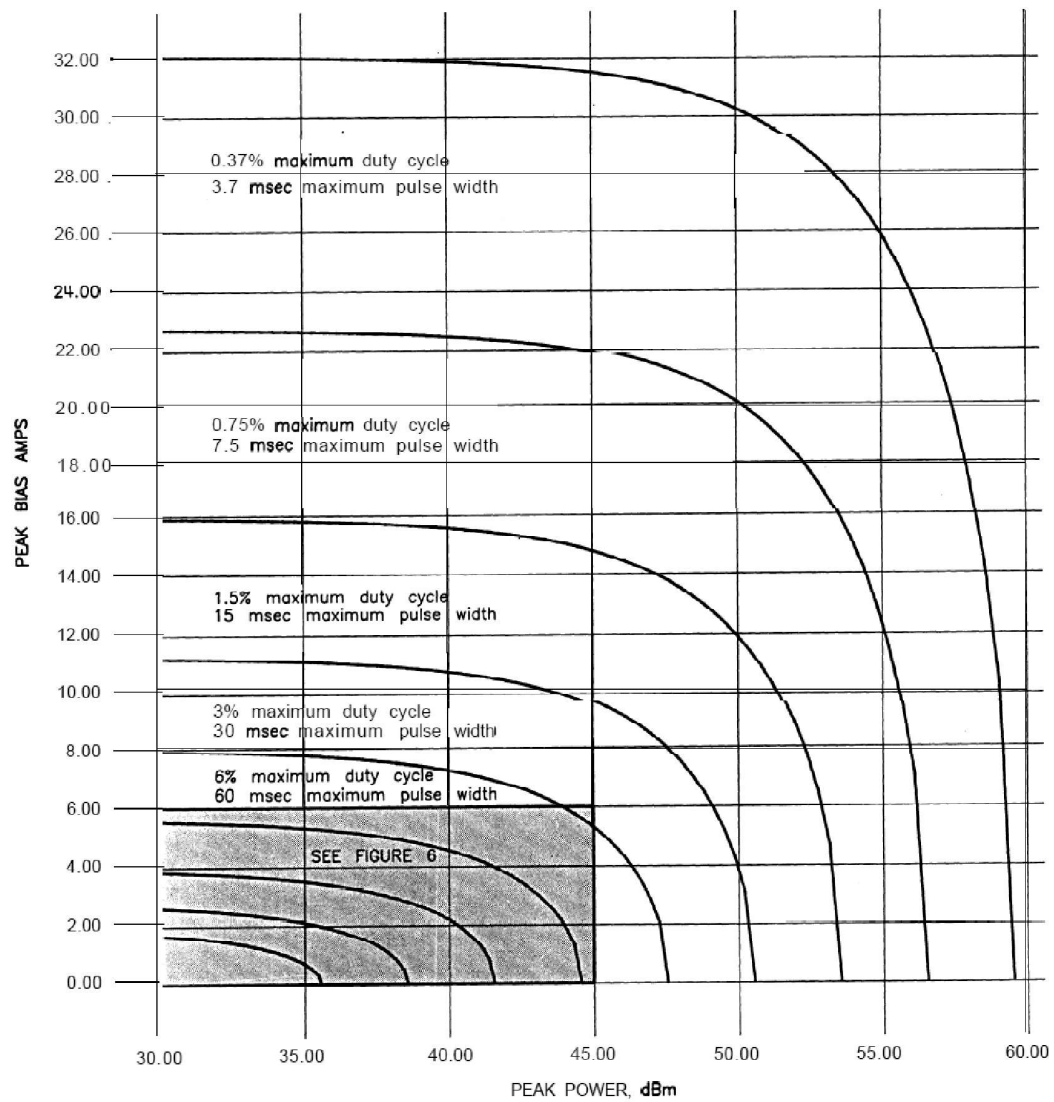
Insertion Loss

1. Connect the equipment for a standard insertion loss measurement.
2. Calibrate the system with a through line.
3. Replace the through line with the 11612A.
4. Measure the insertion loss. Refer to the specifications listed in this document.

Performance Test Record

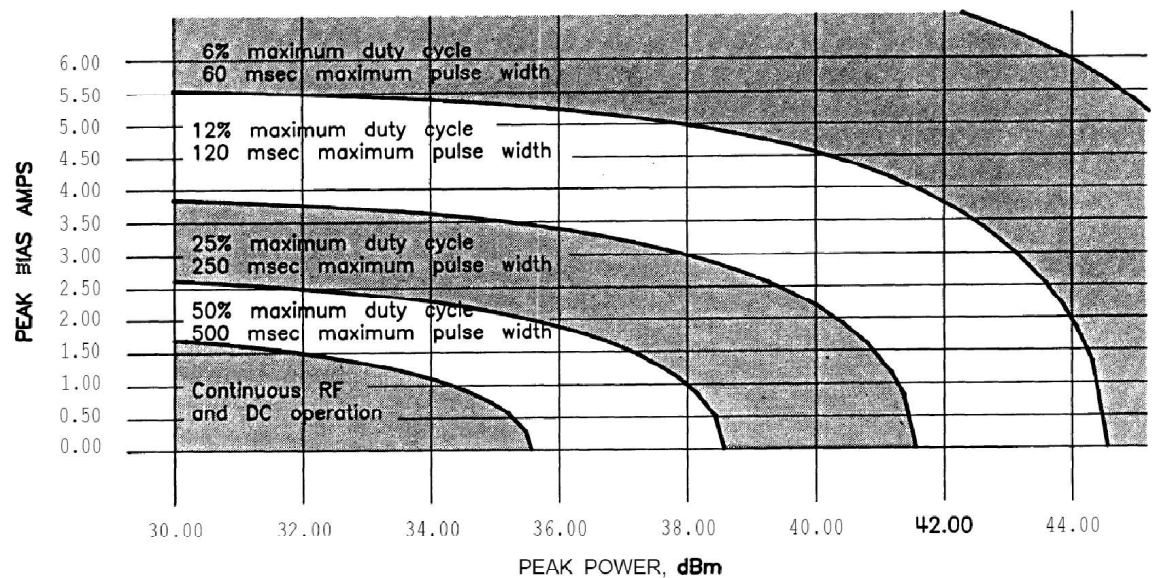
ELECTRICAL SPECIFICATIONS		
Serial Number: _____		
Tested by: _____		
Date: _____		
Standard 11612A	11612A Option 001	Measured Value
Return Loss		
Input Port	Input Port	
0.045 to 8 GHz	0.4 to 1 GHz	
8 to 18 GHz	1 to 18 GHz	
18 to 26.5 GHz	18 to 26.5 GHz	
Output Port	Output Port	
0.045 to 8 GHz	0.4 to 1 GHz	
8 to 18 GHz	1 to 18 GHz	
18 to 26.5 GHz	18 to 26.5 GHz	
Insertion Loss		
0.045 to 12.4 GHz	0.4 to 12.4 GHz	
12.4 to 26.5 GHz	12.4 to 26.5 GHz	

Figure 5 11612A Option 001 Duty Cycle Curves, Overall View



11612_001_005

Figure 6 11612A Option 001 Duty Cycle Curves, Overall View



11612_001_006

Contacting Keysight

Assistance with test and measurement needs and information on finding a local Keysight office are available on the Web at:

www.keysight.com/find/assist

NOTE

In any correspondence or telephone conversation, refer to the Keysight product by its model number and full serial number. With this information, the Keysight representative can determine whether your product is still within its warranty period.

This information is subject to change without notice.
© Keysight Technologies 1989 - 2015
January 2015



11612-90001
www.keysight.com

PRELIMINARY DATASHEET

CGY2173UH/C2

6-bit 6GHz-18GHz Phase Shifter

DESCRIPTION

The CGY2173UH is a high performance GaAs MMIC 6-bit Phase Shifter operating from 6 GHz up to 18 GHz.

The CGY2173UH has a nominal phase shifting range of 0 – 360° in 5.625° steps and uses an optimum combination of switched line and high pass/low pass filters to obtain very low phase error and insertion loss variations. It can be used in Radar, Telecommunication and Instrumentation applications.

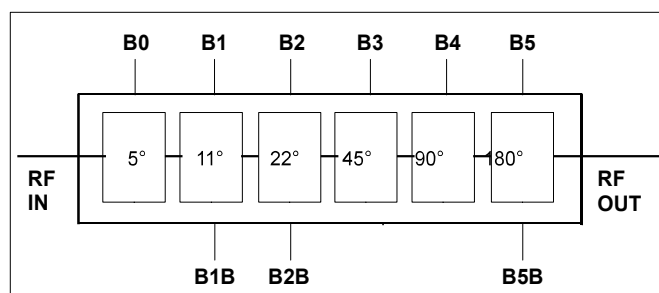
The die is manufactured using OMMIC's 0.18 µm gate length PHEMT Technology. The MMIC uses gold bonding pads and backside metallization and is fully protected with Silicon Nitride passivation to obtain the highest level of reliability. This technology has been evaluated for Space applications and is on the European Preferred Parts List of the European Space Agency. It has been developed and evaluated for Space in the frame of ESA European Component Initiative

APPLICATIONS

- ▶ Radar
- ▶ Telecommunication
- ▶ Instrumentation

FEATURES

- ▶ Operating Range : 6 GHz to 18 GHz
- ▶ Insertion Loss : 13 dB at 12 GHz
- ▶ Phase Shift Range = 360°
- ▶ RMS Phase Error ≈ 4° @ 12 GHz
- ▶ Input P1dB ≈ +27 dBm @ 12 GHz
- ▶ S_{11} & S_{22} < -12 dB @ 12 GHz (All states)
- ▶ 0 / -3V Control Lines
- ▶ Chip size = 3250 x 3500 µm
- ▶ Tested, Inspected Known Good Die (KGD)
- ▶ Space and MIL-STD Available
- ▶ Developed and Evaluated for Space in the frame of ESA European Component Initiative



Block Diagram of the 6-Bit 6-18 GHz Phase Shifter



OMMIC

2, Rue du Moulin – BP. 11
94 453 Limeil-Brévannes – FRANCE

Website : www.ommic.com

Email : Information@ommic.com

LIMITING VALUES

$T_{amb} = 25\text{ °C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	MIN.	MAX.	UNIT
P_N	Phase Shift control inputs		-4	+0.5	V
P_{IN}	Input power	P_{RF} at RFIN		+33	dBm
T_j	Junction temperature			+150	°C
T_{stg}	Storage temperature		-55	+150	°C

OPERATING CONDITIONS

$T_{amb} = 25\text{ °C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	MIN.	MAX.	UNIT
P_N	Phase Shift control inputs		-3	0	V
P_{IN}	Input power	P_{RF} at RFIN		+30	dBm
T_{amb}	Ambient temperature		-40	+85	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Value	UNIT
$R_{th(j-a)}$	Thermal resistance from junction to ambient ($T_a = 25\text{ °C}$)	NA	°C/W

CHARACTERISTICS

T_{amb} = 25 °C – RF Performance measured on wafer.

Symbol	Parameter	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
BW	Bandwidth		6		18	GHz
<i>RF Performance at 12 GHz unless specified</i>						
IL	Insertion Loss			13		dB
NF	Noise Figure at reference state			13		dB
PH _{range}	Phase range			360		°
S ₁₁	Input reflection coefficient	At RF IN		-20	-12	dB
S ₂₂	Output reflection coefficient	At RF OUT		-20	-12	dB
PH _{error (RMS)}	RMS Phase error vs phase setting (see Note 1)			4		°
PH _{error (MAX)}	Maximum Phase error vs phase setting			10		°
ATT _{variation (RMS)}	RMS Attenuation variation with phase setting (see Note 1)			0.6		dB
ATT _{variation (MAX)}	Maximum Attenuation variation with phase setting			1		dB
P _{1dB}	Input 1dB compression point			+27		dBm

Note 1 : The RMS value is the root mean square of the error defined as below :

$$x_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} = \sqrt{\bar{x}_i^2 + \sigma_{x_i}^2}$$

Where x_i is the difference between the measured value and the theoretical value (x_i is the error), \bar{x}_i is the mean value of the N x_i, and σ_{x_i} is the standard deviation of x_i.



Caution : This device is a high performance RF component and can be damaged by inappropriate handling. Standard ESD precautions should be followed. OMMIC document “OM-CI-MV/ 001/ PG” contains more information on the precautions to take.

CONTROL VOLTAGE

State	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Low (0)	-3.5	-3	-2.5	V
High (1)	-0.1	0	+0.1	V

LOGIC TRUTH TABLE

	B0	B1	B1B	B2	B2B	B3	B4	B5	B5B
Nominal Phase Shift	-5.625°	-11.25°	-11.25°	-22.5°	-22.5°	-45°	-90°	-180°	-180°
Pad	B0	B1	B1B	B2	B2B	B3	B4	B5	B5B
Phase Shift activated	1	1	0	1	0	1	1	1	0
Reference state	0	0	1	0	1	0	0	0	1

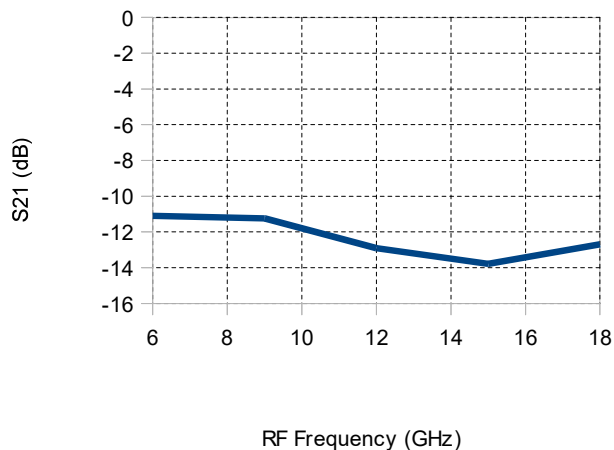
	B0	B1	B1B	B2	B2B	B3	B4	B5	B5B
Phase Shift (°)	-5.625°	-11.25°	-11.25°	-22.5°	-22.5°	-45°	-90°	-180°	-180°
0	0	0	1	0	1	0	0	0	1
-5.625	1	0	1	0	1	0	0	0	1
-11.25	0	1	0	0	1	0	0	0	1
-22.5	0	0	1	1	0	0	0	0	1
-45	0	0	1	0	1	1	0	0	1
-90	0	0	1	0	1	0	1	0	1
-180	0	0	1	0	1	0	0	1	1
-354.375	1	1	0	1	0	1	1	1	0

ON WAFER MEASUREMENTS – S PARAMETERS

Measured on wafer @ T = 25 °C

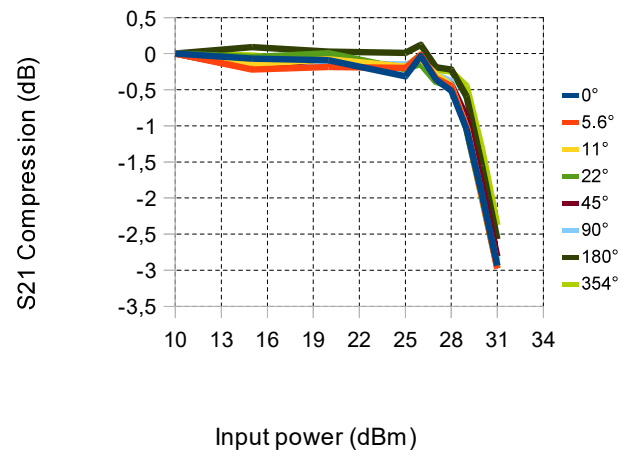
Insertion Loss wrt RF Frequency

For Reference Phase Shifting state



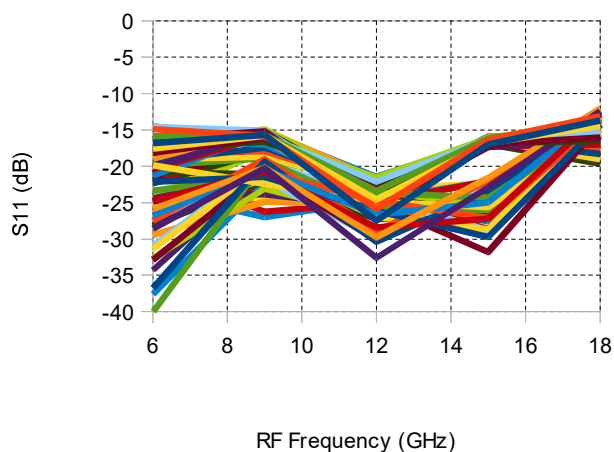
Input 1dB Compression Point

For the 8 Main Phase Shift States



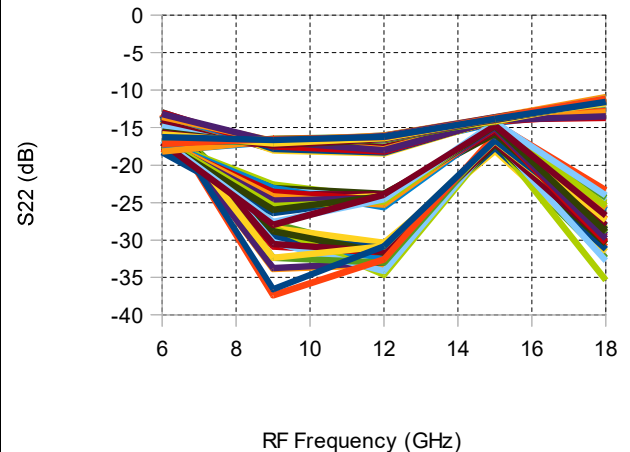
Input Return Loss wrt RF Frequency

For all 64 Phase Shifting states



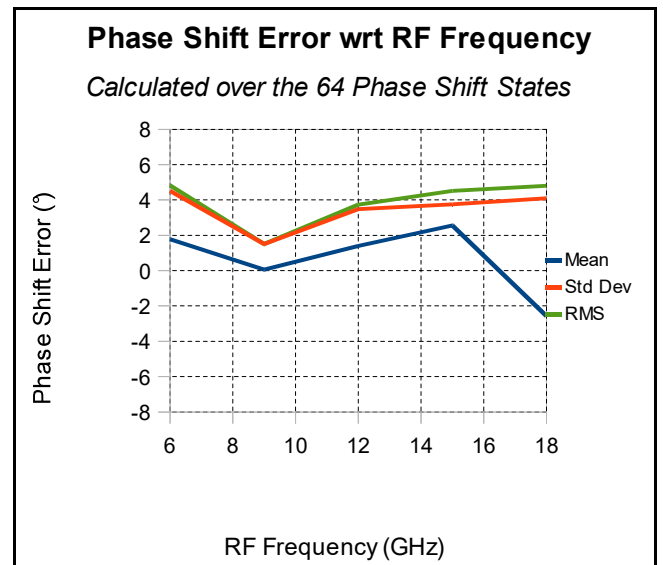
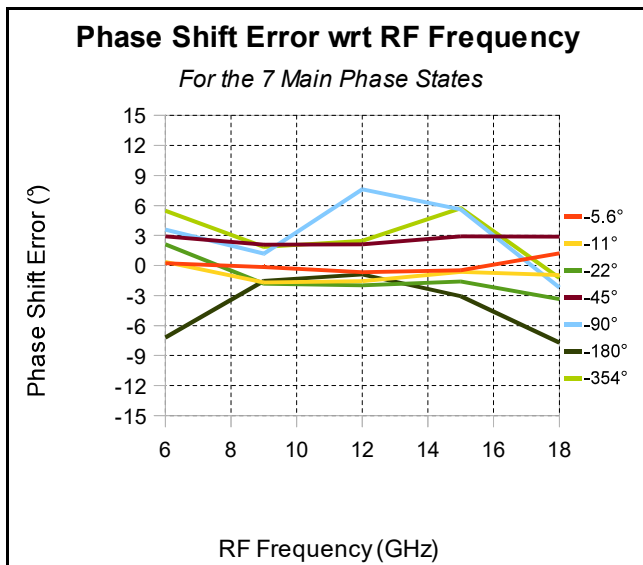
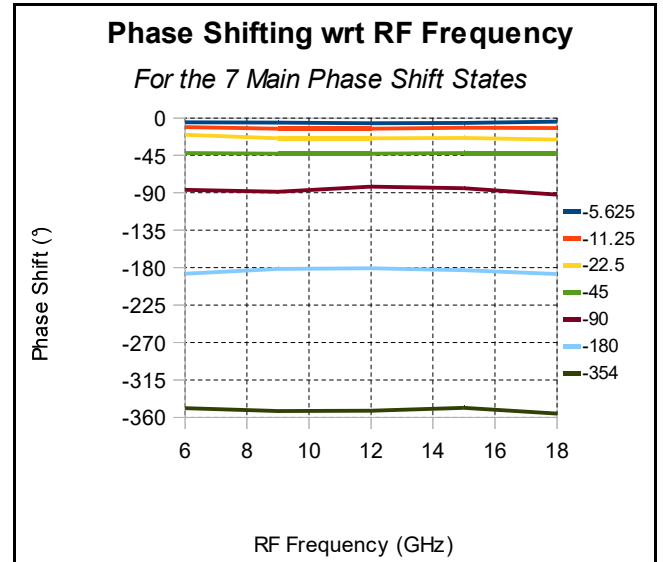
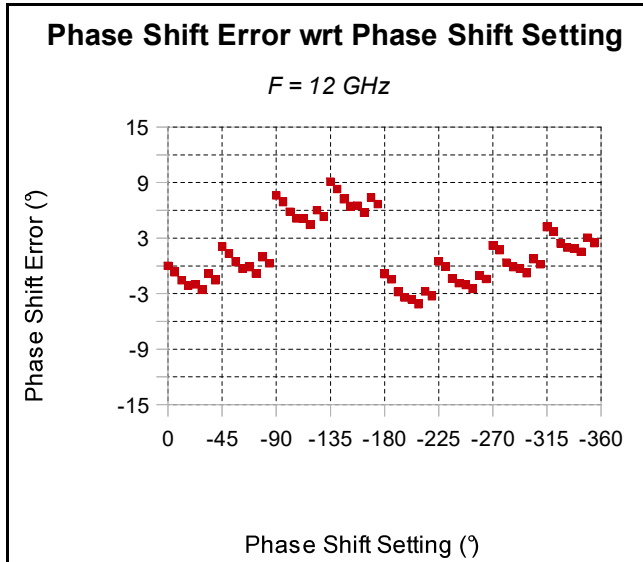
Output Return Loss wrt RF Frequency

For all 64 Phase Shifting states



ON WAFER MEASUREMENTS – PHASE SHIFTING ERRORS

Measured on wafer @ T = 25 °C



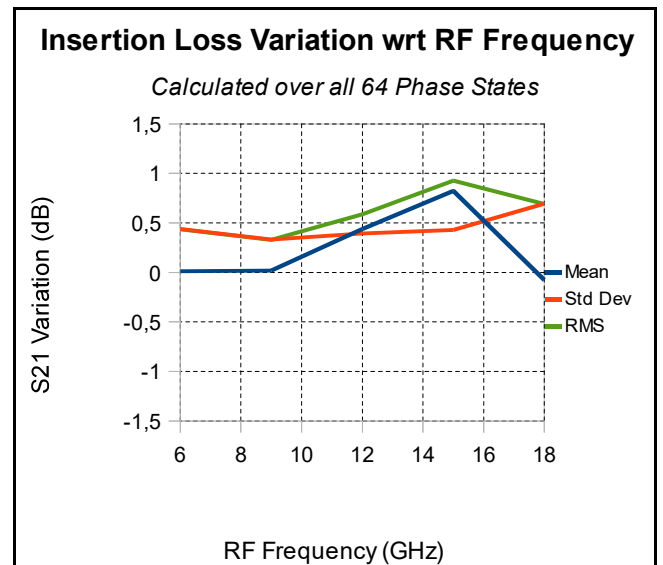
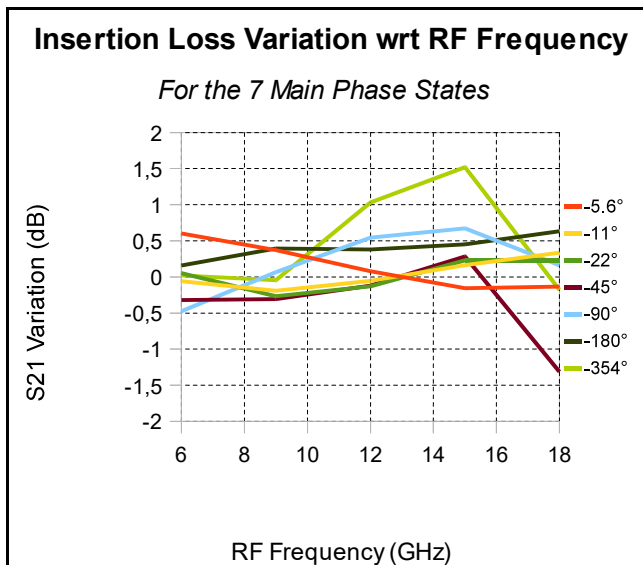
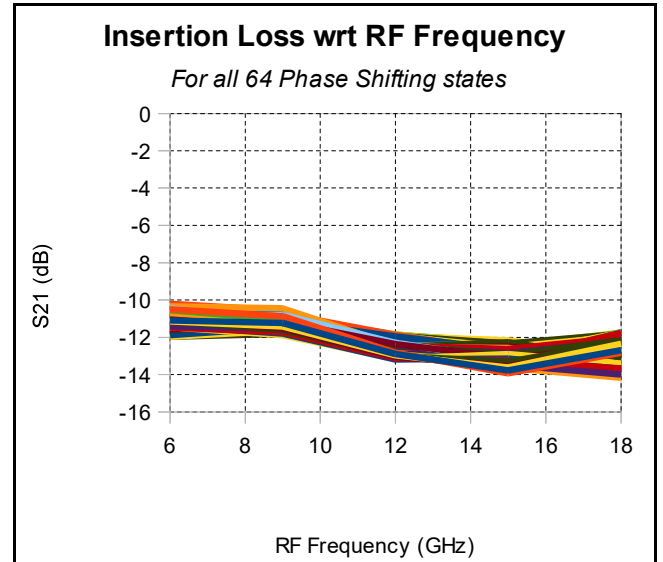
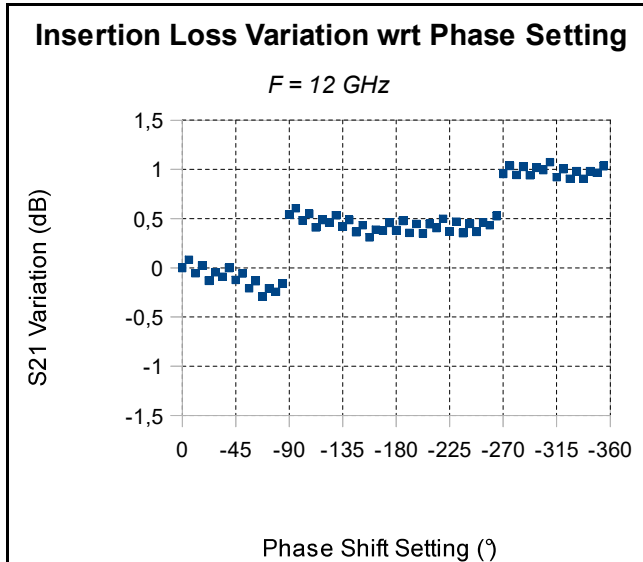
Note : The RMS value is the root mean square of the error defined as below :

$$x_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} = \sqrt{\bar{x_i}^2 + \sigma_{x_i}^2}$$

Where x_i is the difference between the measured value and the theoretical value (x_i is the error), $\bar{x_i}$ is the mean value of the N x_i , and σ_{x_i} is the standard deviation of x_i .

ON WAFER MEASUREMENTS – INSERTION LOSS VARIATIONS

Measured on wafer @ T = 25 °C



Note : The RMS value is the root mean square of the error defined as below :

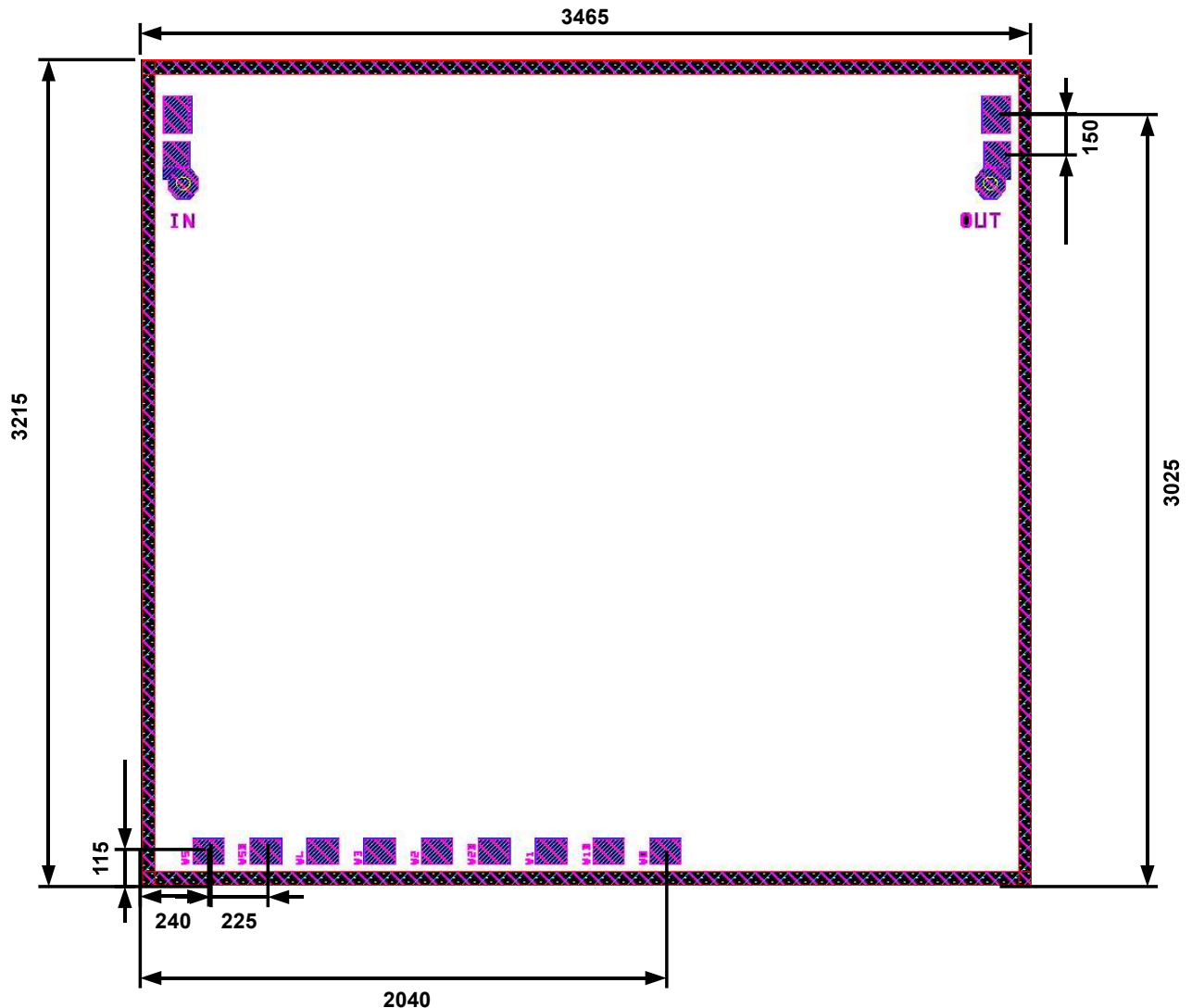
$$x_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} = \sqrt{\bar{x}_i^2 + \sigma_{x_i}^2}$$

Where x_i is the difference between the measured value and the theoretical value (x_i is the error), \bar{x}_i is the mean value of the N x_i , and σ_{x_i} is the standard deviation of x_i .

MECHANICAL INFORMATION

Chip size = 3250 x 3500 μm (3215 x 3465 $\mu\text{m} \pm 5 \mu\text{m}$ after dicing)

- DC Pads = 100 x 125 μm , spacing = 100 μm , top metal = Au
- RF Pads = 110 x 150 μm , top metal = Au
- Chip Thickness 100 μm



Caution : This device is a high performance RF component and can be damaged by inappropriate handling. Standard ESD precautions should be followed. OMMIC document "OM-CI-MV/ 001/ PG" contains more information on the precautions to take.

PAD POSITION

PAD NAME	SYMBOL	COORDINATES		DESCRIPTION
		X	Y	
IN	RF IN	120	3025	RF Input Port
OUT	RF OUT	3345	3025	RF Output Port
V5	B5	240	115	180° cell control
V5B	B5B	465	115	180° complementary cell control
V4	B4	690	115	90° complementary cell control
V3	B3	915	115	45° cell control
V2	B2	1140	115	22° cell control
V2B	B2B	1365	115	22° complementary cell control
V1	B1	1590	115	11° cell control
V1B	B1B	1815	115	11° complementary cell control
V0	B0	2040	115	5° cell control

X=0, Y=0 at bottom left corner.

DEFINITIONS

Limiting values definition

Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.

Application information

Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. OMMIC makes no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

DISCLAIMERS

Life support applications

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. OMMIC's customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify OMMIC for any damages resulting from such application.

Right to make changes

OMMIC reserves the right to make changes, without notice, in the products, including circuits, standard cells, and/or software, described or contained herein in order to improve design and/or performance. OMMIC assumes no responsibility or liability for the use of any of these products, conveys no licence or title under any patent, copyright, or mask work right to these products, and makes no representations or warranties that these products are free from patent, copyright, or mask work right infringement, unless otherwise specified.

ORDERING INFORMATION

Generic type	Package type	Version	Sort type	Description
CGY2173	UH	C2	-	6-bit 6-18 GHz Phase Shifter



Document History : Version 1.1, Last Update 14/06/2013

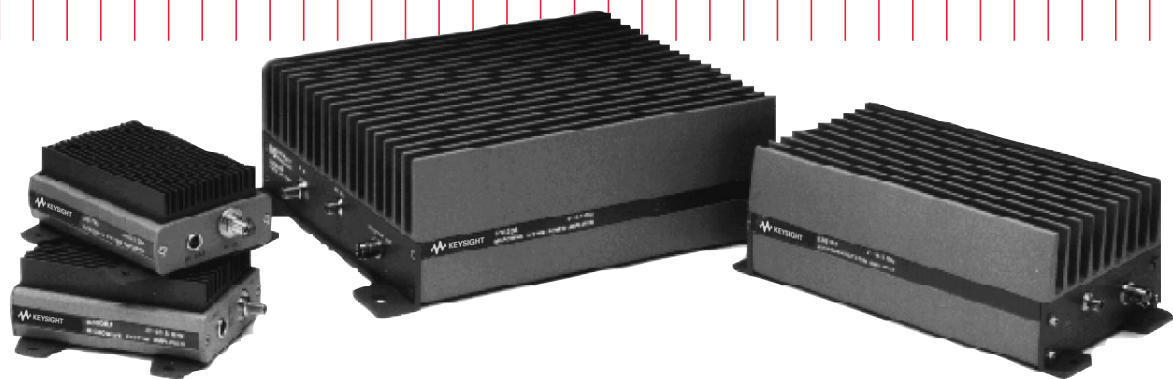
Keysight Technologies

83000A Series

Microwave System Amplifiers

83006A 10 MHz to 26.5 GHz
83017A 500 MHz to 26.5 GHz
83018A 2 to 26.5 GHz
83020A 2 to 26.5 GHz
83050A 2 to 50 GHz
83051A 45 MHz to 50 GHz

Technical Overview



Introduction

The Keysight Technologies, Inc. microwave system amplifiers are compact, off-the-shelf amplifiers designed for system designers and integrators. This family of amplifiers provides power where you need it to recover system losses and to boost available power in RF and microwave ATE systems.

The ultrabroad bandwidth from 10 MHz to 50 GHz allows the designer to replace several narrow bandwidth amplifiers with a single Keysight amplifier, eliminating the need for crossover networks or multiple bias supplies.

The 83050A power amplifier and 83051A preamplifier expand frequency performance to 50 GHz, while the 1 Watt 83020A offers broadband power to 26 GHz. The small amplifier footprint allows for simple in-line insertion to existing system blocks that require amplification. The standard 83017A, 83018A, and 83020A include internal directional detectors for external leveling applications.

The 83020A is optionally available without the coupler-detector providing up to +30 dBm and +25 dBm, respectively. With excellent noise figure relative to their broad bandwidth and high gain, these amplifiers significantly improve system noise figure and dynamic range. These products come equipped with a low profile heat sink, an integral mounting bracket, and a two-meter DC power supply cable. Thermal and power supply design allows fast, easy integration into most measurement systems.

Features

- Ultra broadband to 50 GHz
- Up to 1 watt output power
- Compact size

Keysight model (dBm)	Frequency (GHz)	Gain (dB)	Pout
83006A	0.01 to 26.5	20	13
83017A	0.5 to 26.5	25	18
83018A	2 to 26.5	27	24
83020A	2 to 26.5	30	30
83050A	2 to 50	21	18
83051A	0.045 to 50	23	12*

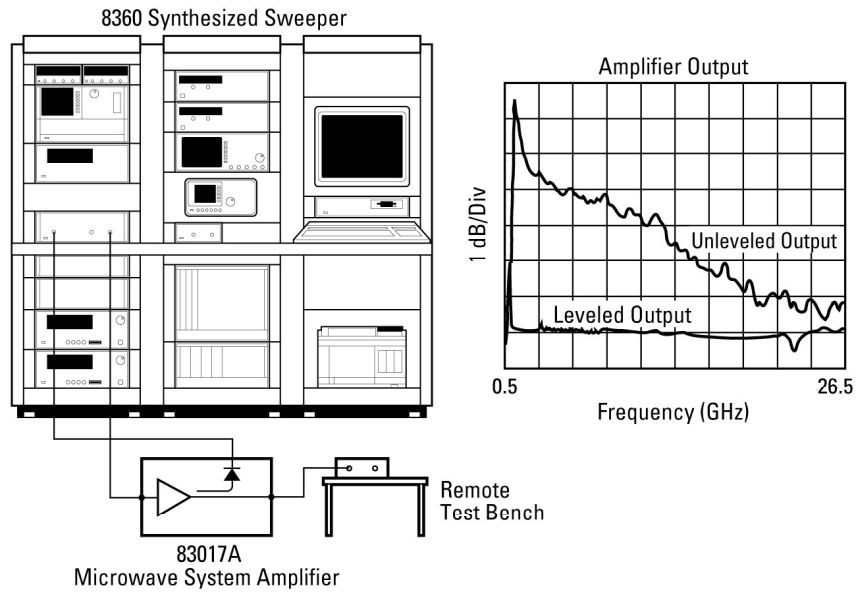
* 10 dbm 45 to 50 GHz

Applications

Small envelope size makes the Keysight family of microwave system amplifiers ideal for automated test and benchtop applications, offering the flexibility to place power where you need it.

Boost source output power

Increase output power from microwave sources to increase test system dynamic range. Drive high input power devices such as TWTs, mixers, power amps, or optical modulators. Drive test devices into compression for device characterization.

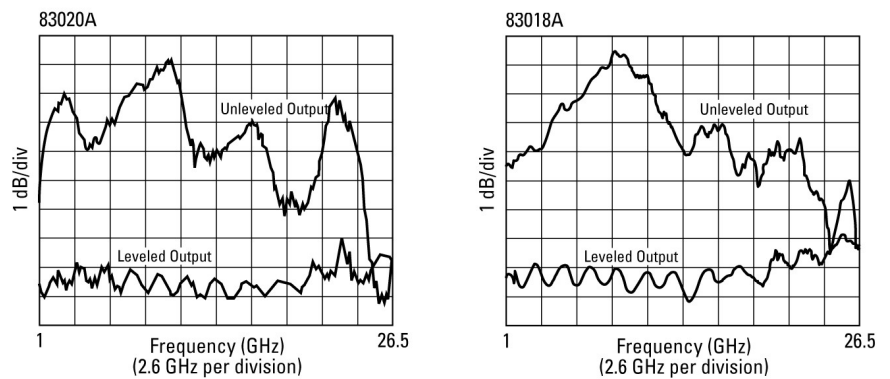


Recover systematic losses

The microwave system amplifiers help solve the power loss from connectors, cables, switches, and signal routing components which consume valuable source power. Long transmission paths, common in antenna applications, are particularly susceptible to such losses.

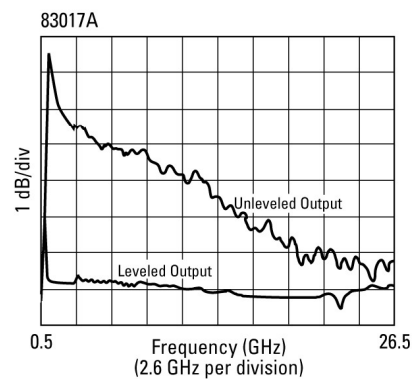
Level source power

By using feedback to an external source ALC input, system designers can level output power at the test port, negating the effects of postsweeper reflections and losses.



Simply route the directional detector output to the source external ALC input connector. The figures at right show typical results.

The 83020A, 83018A, and 83017A feature an integral directional detector to supply feedback. To level an 83006A amplifier, use the 0.01 to 26.5 GHz 83036C directional detector or the 1 to 26.5 GHz 87300C coupler with an 8474C detector.

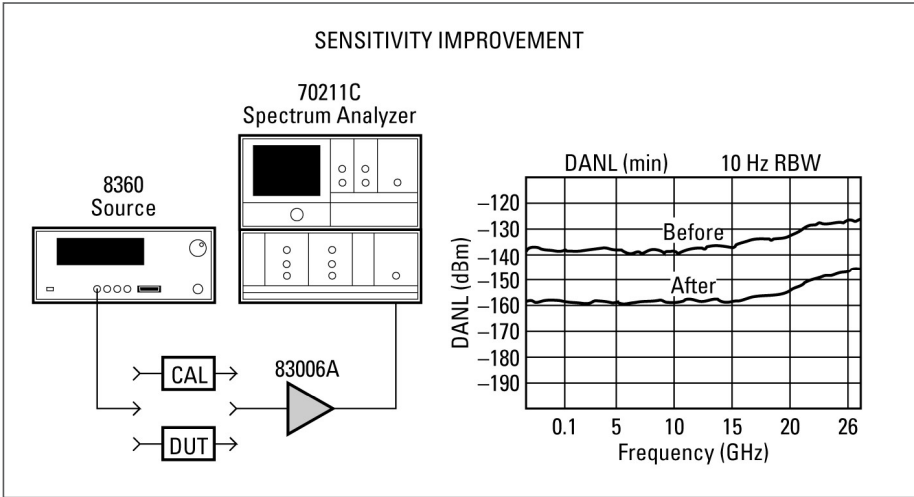


Improve Measurements

The 83006A, 83017A, and 83051A preamplifiers increase the sensitivity and dynamic range of spectrum analyzers. Add a preamplifier to noise figure measurement systems to significantly lower system noise figure. The table below shows typical system noise figure reduction achievable with these amplifiers. Note that the reduced system noise figure is dominated by the preamplifier noise figure. See Application Note 57-2, literature number 5952-3706.

Benchtop gain block

Benchtop microwave design tasks often require amplification to measure low level output characteristics, improve system dynamic range, perform saturation tests, or boost power levels. The Keysight family of system amplifiers offers small size and immediate, off-the-shelf solutions to microwave design, production, or test engineers.



Pulse parameter measurements

Fast rise time and multi-octave bandwidth make these amplifiers attractive for fast pulse parameter measurements. The 0.01, 0.5, and 2 GHz cutoff frequencies make them more useful for RF or impulse measurements with low duration times.

$$F_{\text{new}} = F_{\text{pa}} + \frac{F_{\text{sys}} - 1}{G_{\text{pa}}}$$

All terms linear

Typical noise figure improvement

Amp model	Freq (GHz)	Max NF(dB)	Min gain (dB)	System noise figure (Fsys) without preamp (dB)						
				13	15	18	20	23	25	30
83006A	0.01–0.2	13	20	—	13.1	13.1	13.2	13.4	13.6	14.8
	0.2–18	8		8.1	8.2	8.4	8.6	9.2	9.8	12.1
	18–26.5	13		—	13.1	13.1	13.2	13.4	13.6	14.8
83017A	0.5–18	8	25	8.0	8.1	8.1	8.2	8.4	8.6	9.8
	18–26.5	13		—	13.0	13.0	13.1	13.1	13.2	13.6
83018A	1–2	10	23	10.0	10.1	10.1	10.2	10.4	10.6	11.8
	2–20	10	27	10.0	10.0	10.1	10.1	10.2	10.3	10.8
	20–26.5	13	23	—	13.0	13.1	13.1	13.2	13.3	14.0
83020A	1–20	10	30	10.0	10.0	10.0	10.0	10.1	10.1	10.4
	20–26.5	13	27	—	13.0	13.1	13.1	13.1	13.1	13.4
85050A	2–26.5	6	21	6.1	6.2	6.3	6.5	7.0	7.5	9.5
	26.5–50	10		10.0	10.1	10.1	10.2	10.4	10.6	11.8
83051A	0.045–2	12	23	12.0	12.0	12.1	12.1	12.3	12.4	13.2
	2–26.5	6		6.1	6.2	6.3	6.5	7.0	7.5	9.5
	26.5–50	10		10.0	10.1	10.1	10.2	10.4	10.6	11.8

Product specifications

Model number	83006A	83017A	83018A
Frequency range	10 MHz–26.5 GHz	0.5–26.5 GHz	2–26.5 GHz
Small signal gain	20 dB min	25 dB min	23 dB typ 1–2 GHz 27 dB min 2–20 GHz 23 dB min 20–26.5 GHz
Small signal gain flatness	±5 dB max 0.01–5 GHz ±3 dB max 5–26.5 GHz	±5 dB max 0.5–2 GHz ±5 dB max 2–26.5 GHz	±5 dB typ
Output power (At P max)	+18 dBm typ 0.01–10 GHz +16 dBm typ 10–20 GHz +14 dBm typ 20–26.5 GHz	+20 dBm typ 0.5–20 GHz +15 dBm typ 20–26.5 GHz	+23 dBm typ 1–2 GHz2 +24 dBm min 2–20 GHz2,3 +21 dBm min 20–26.5 GHz2,3
(At 1 dB compression)	+13 dBm min 0.01–20 GHz +10 dBm min 20–26.5 GHz	+18 dBm min 0.5–20 GHz +18 dBm–0.75 dB/GHz (20<f<26.5 GHz)	+22 dBm typ 1–2 GHz +22 dBm min 2–20 GHz +17 dBm min 20–26.5 GHz
Leveled output power Flatness1	N/A	±1.1 dB 0.5–26.5 GHz at 12 dBm ±1.5 dB 0.5–20 GHz at 18 dBm	±1.5 dB 1–26.5 GHz at 17 dBm
Noise figure	<13 dB typ 0.01–0.1 GHz <8 dB typ 0.1–18 GHz <13 dB typ 18–26.5 GHz	<8 dB typ 0.5–20 GHz <13 dB typ 20–26.5 GHz	<10 dB typ 1–20 GHz <13 dB typ 20–26.5 GHz
Harmonics (At spec'd value of P1 dBC)	–25 dBc 0.01–11 GHz –25 dBc typ 11–13.25 GHz	–20 dBc 0.5–11 GHz –20 dBc typ 11–13.25 GHz	–22 dBc typ 1–2 GHz –19 dBc 2–11 GHz –19 dBc typ 11–13.25 GHz
Harmonics (At spec'd max power)	N/A	N/A	–20 dBc typ 1–2 GHz –17 dBc typ 2–11 GHz –17 dBc typ 11–13.25 GHz
Input SWR	2.6:1	2.6:1	3:1 typ 1–2 GHz 3:1 2–26.5 GHz
Output SWR	2.8:1 0.01–18 GHz 3.2:1 18–26.5 GHz	2.6:1	7.0:1 typ 1–2 GHz 4.5:1 2–10 GHz 2.2:1 10–26.5 GHz
Non-harmonically related spurious	–65 dBc typ	–65 dBc typ	–65 dBc typ
Rise time	400 ps typ	310 ps typ	275 ps typ
Third order intercept (TOI)	30 dBm typ at 2 GHz 20 dBm typ at 26.5 GHz	30 dBm typ at 2 GHz 20 dBm typ at 26.5 GHz	36 dBm typ 2–20 GHz 31 dBm typ 20–26.5 GHz
Impedance	50 Ω typ	50 Ω typ	50 Ω typ
Reverse isolation (typ)	–65 dB	–65 dB	–55 dB at 1 GHz +0.95 dB/GHz
Survival input power	+23 dBm max	+23 dBm max	+23 dBm max
Power dissipation	6 W	9 W	24 W

1. At min specified P1 dBC within given frequency band
2. P max measured with 0 dBm input
3. Option 001 Pmax +25 dBm 2–20 GHz, +22 dBm 20–26.5 GHz

Product specifications (continued)

Model number	83020A	83050A	83051A
Frequency range	2–26.5 GHz	2–50 GHz	45 MHz–50 GHz
Small signal gain	30 dB typ 1–2 GHz 30 dB min 2–20 GHz 27 dB min 20–26.5 GHz	21 dB min	23 dB min
Small signal gain flatness	±5 dB typ	±3.5 dB max	±3.5 dB max
Output power (At P max)	+30 dBm typ 1–2 GHz ² +30 dBm min 2–20 GHz ^{2,3} +30 dBm –0.7 dB/GHz ^{2,3} (20<f<26.5 GHz)	+20 dBm 2–40 GHz +19 dBm –0.2 dB/GHz (40<f<50 GHz)	+12 dBm to 45 GHz +10 dBm 45–50 GHz
(At 1 dB compression)	+28 dBm typ 1–2 GHz +28 dBm min 2–20 GHz +28 dBm –0.7 dB/GHz (20<f<26.5 GHz)	+15 dBm 2–40 GHz +13 dBm 40–50 GHz	+8 dBm 45 MHz–45 GHz +6 dBm 45–50 GHz
Leveled output power Flatness ¹	±1.5 dB typ 1–26.5 GHz At 23 dBm	N/A	N/A
Noise figure	<10 dB typ 1–20 GHz <13 dB typ 20–26.5 GHz	<6 dB typ 2–26.5 GHz <10 dB typ 26.5–50 GHz	<12 dB typ 45 MHz–2 GHz <6 dB typ 2–26.5 GHz <10 dB typ 26.5–50 GHz
Harmonics (At Spec'd value of P1 dBC)	–22 dBc typ 1–2 GHz –20 dBc typ 2–11 GHz –17 dBc typ 11–13.25 GHz	–20 dBc typ 2–18 GHz –18 dBc typ 18–25 GHz	–20 dBc typ 45 MHz–18 GHz –18 dBc typ 18–25 GHz
Harmonics (At Spec'd max power)	–20 dBc typ 1–2 GHz –17 dBc typ 2–11 GHz –17 dBc typ 11–13.25 GHz	N/A	N/A
Input SWR	3:1 typ 1–26.5 GHz	2:1 max	2:1 max
Output SWR	7.0:1 typ 1–2 GHz 4.5:1 2–10 GHz 2.2:1 10–26.5 GHz	2.8 max 2–18 GHz 2.1 max 18–50 GHz	2.2 max
Non-harmonically related spurious	–65 dBc typ	–50 dBc typ	–50 dBc typ
Rise time	375 ps typ	250 ps typ	225 ps typ
Third order intercept (TOI)	38 dBm typ 2–20 GHz 33 dBm typ 20–26.5 GHz	27 dBm typ	27 dBm typ
Impedance	50 Ω typ	50 Ω typ	50 Ω typ
Reverse isolation (typ)	–55 dB	–50 dB typ	–50 dB typ
Survival input power	+23 dBm max	+20 dBm max	+20 dBm max
Power dissipation	48 W	11 W	5 W

1. At min specified P1 dBC within given frequency band

2. P max measured with +5 dBm input

3. Option 001 deletes detected output, for Pmax add 0.5 dBm 1–26.5 GHz

Special Applications: Higher performance models available upon request (i.e., higher power, etc.)

Product specifications (continued)

Model number	83006A	83017A	83018A
*Bias voltage and current (nominal) mA	12 ±1 Vdc at 410 ±85 mA -12 ±1 Vdc at 10 ±5 mA	12 ±1 Vdc at 780 ±140 mA -12 ±1 Vdc at 20 ±2 mA	12 ±1 Vdc at 1940 ±123 mA -12 ±1 Vdc at 10 ±5 mA
RF connectors	3.5 mm (f)	3.5 mm (f)	3.5 mm (f)
Detector output	N/A	BNC (f)	BNC (f)
Detector sensitivity	N/A	15 µV/µW	4 µV/µW
Detector polarity	N/A	Negative	Negative
Weight: net shipping	0.64 kg (1.4 lb) 1.32 kg (2.9 lb)	0.64 kg (1.4 lb) 1.32 kg (2.9 lb)	1.8 kg (4.0 lb) 2.9 kg (6.4 lb)

*Do not apply positive voltage before negative voltage.

Environmental specifications			
Temperature coefficient of gain	-0.07 dB/° C	-0.1 dB/° C	-0.13 dB/° C
Operating temperature	0 to +55° C	0 to +55° C	0 to +55° C
Storage temperature	-40 to +70° C	-40 to +70° C	-40 to +70° C

Other environmental information	
EMC1	IEC 61326:1997/EN 61326:1997 CISPR 11:1997/EN 55011:1998, Group 1, Class A
Safety	IEC 348:1978/HD 401 S1:1981 CAN/CSA-C22.2 No. 231 (Series M-89)
Moisture resistance	65° C at 95% RH for 10 days per Mil-Std-883C method 1004.5
Random vibration	5.2 G (rms) to 2000 Hz per Mil-Std-883C method 2026 test condition 11A
Shock	1500 G (peak), 0.5 ms per Mil-Std-883C method 2002.3 test condition B
Altitude, non-operating	15,000 m per Mil-Std-883C method 1001 test condition C

1. This ISM device complies with Canadian ICES-001. Cet appareil ISM est conforme a la norme NMB-001 du Canada.

Product specifications (continued)

Model number	83020A	83050A	83051A
*Bias voltage and current (nominal)	15 ±1.5 Vdc at 3200 ±800 mA -15 ±0.5 Vdc at 20 ±5 mA	12 ±1 Vdc at 900 ±110 mA -12 ±1 Vdc at 30 ±5 mA	12 ±1 Vdc at 314 ±34 mA -12 ±1 Vdc at 30 ±5 mA
RF connectors	3.5 mm (f)	2.4 mm (f)	2.4 mm (f)
Detector output	BNC (f)	N/A	N/A
Detector sensitivity	1 µV/µW	N/A	N/A
Detector polarity	Negative	N/A	N/A
Weight: net shipping	3.9 kg (8.5 lb) 5.0 kg (11 lb)	0.64 kg (1.4 lb) 1.32 kg (2.9 lb)	0.64 kg (1.4 lb) 1.32 kg (2.9 lb)

*Do not apply positive voltage before negative voltage.

Environmental specifications			
Temperature coefficient of gain	-0.19 dB/° C	-0.09 dB/° C	-0.09 dB/° C
Operating temperature	0 to +55° C	0 to +55° C	0 to +55° C
Storage temperature	-40 to +70° C	-40 to +70° C	-40 to +70° C

Other environmental information	
EMC ¹	IEC 61326:1997/EN 61326:1997 CISPR 11:1997/EN 55011:1998, Group 1, Class A
Safety	IEC 348:1978/HD 401 S1:1981 CAN/CSA-C22.2 No. 231 (Series M-89)
Moisture resistance	65° C at 95% RH for 10 days per Mil-Std-883C method 1004.5
Random vibration	5.2 G (rms) to 2000 Hz per Mil-Std-883C method 2026 test condition 11A
Shock	1500 G (peak), 0.5 ms per Mil-Std-883C method 2002.3 test condition B
Altitude, non-operating	15,000 m per Mil-Std-883C method 1001 test condition C

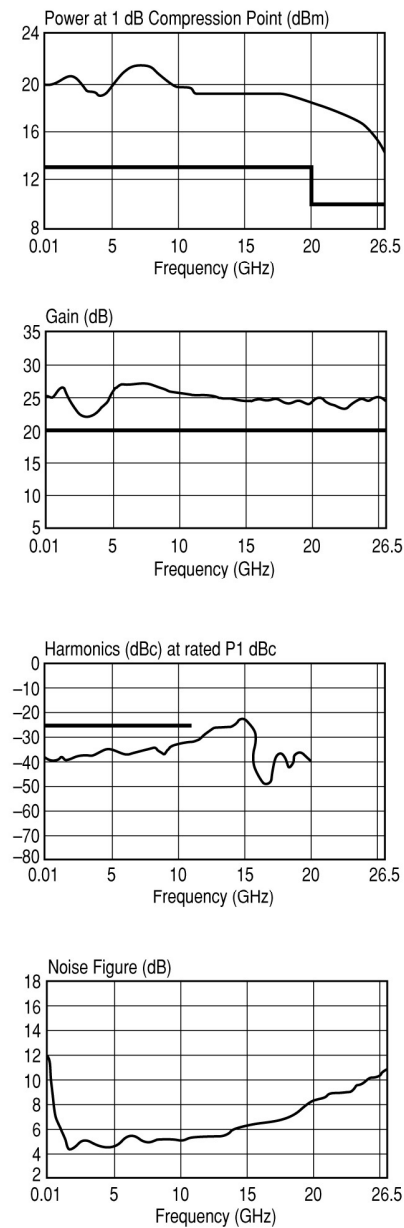
1. This ISM device complies with Canadian ICES-001. Cet appareil ISM est conforme a la norme NMB -001 du Canada.

Specifications: describe the instrument’s warranted performance over the temperature range +20° C to +30° C (unless otherwise noted). All specifications apply after the instrument’s temperature has been stabilized after one hour continuous operation. Typical characteristics are intended to provide information useful in applying the instrument by giving typical but nonwarranted performance parameters. These are denoted as “typical” or “nominal” and apply over the temperature range +20° C to +30° C.

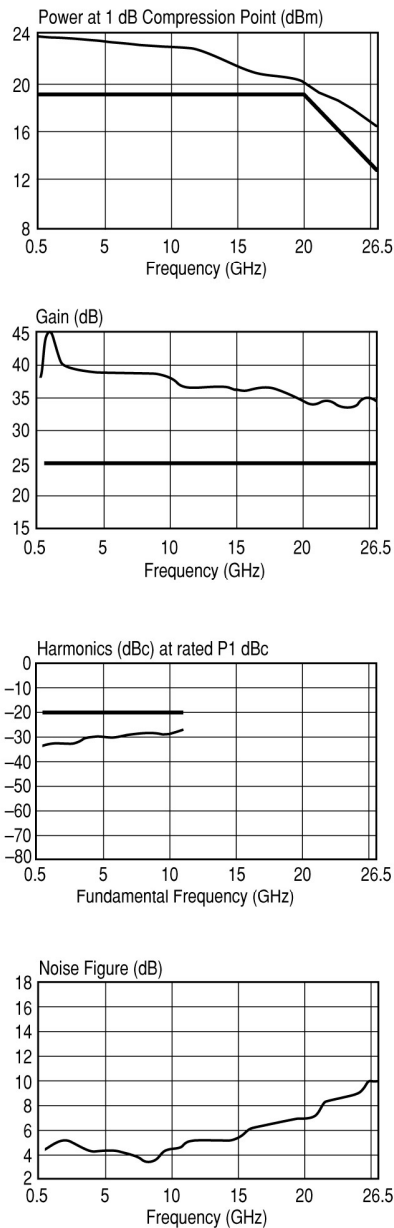
Caution on Electrostatic Discharge: Electrostatic discharge (ESD) can damage or destroy electronic components. It is recommended that these amplifiers, like other electronic components, be installed and operated at a static-free workstation or in an environment where precautions against ESD have been implemented.

Graphical performance data

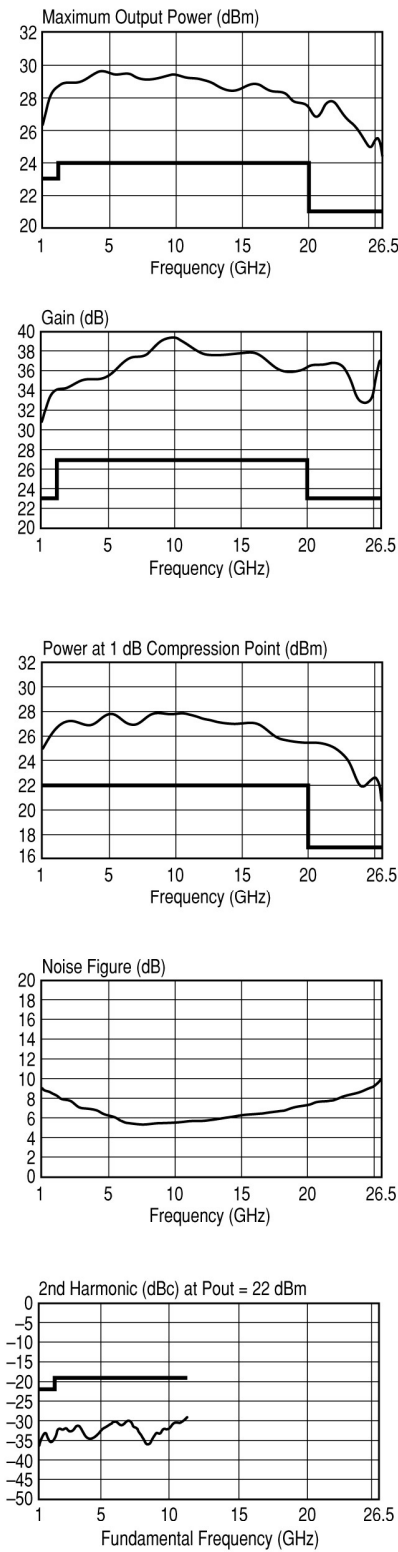
83006A Amplifier



83017A Amplifier

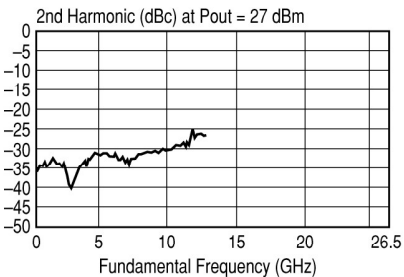
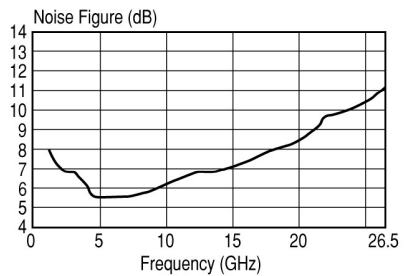
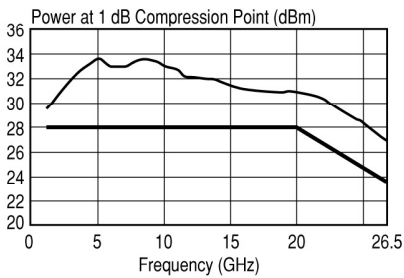
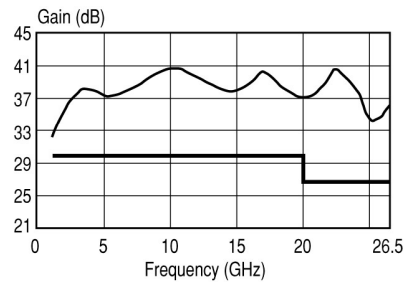
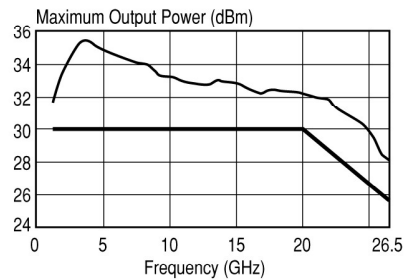


83018A Amplifier

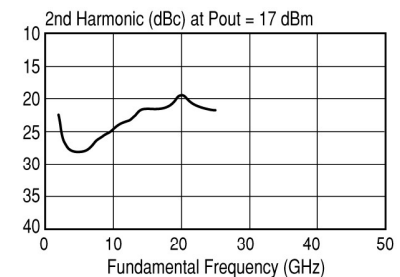
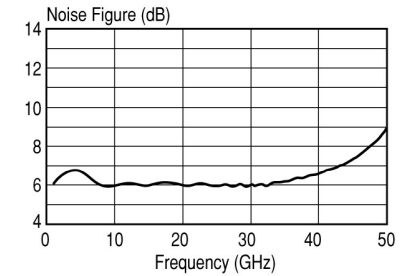
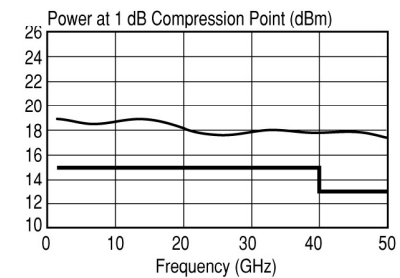
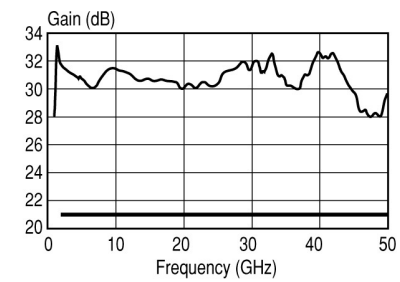
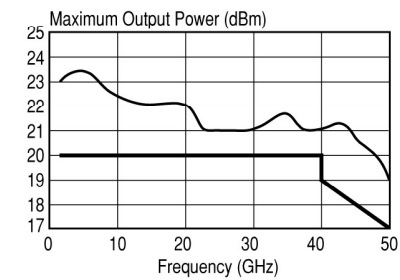


Graphical performance data (continued)

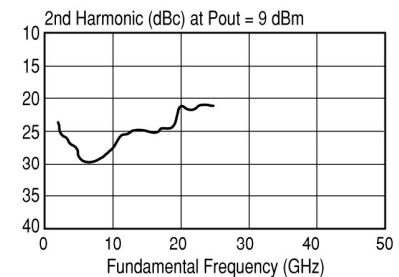
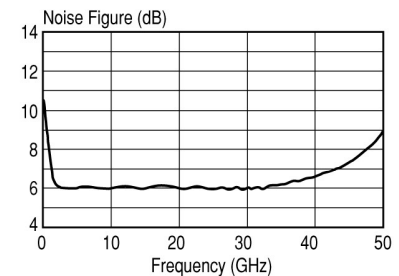
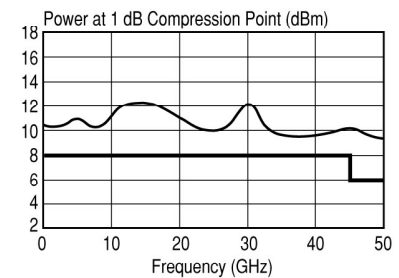
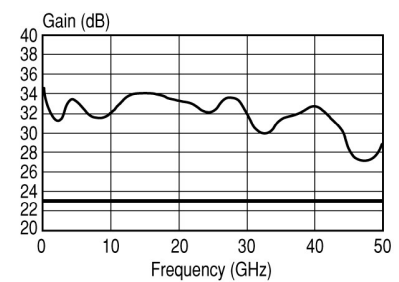
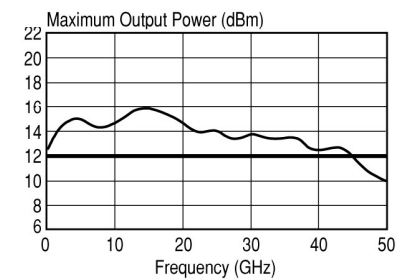
83020A Amplifier



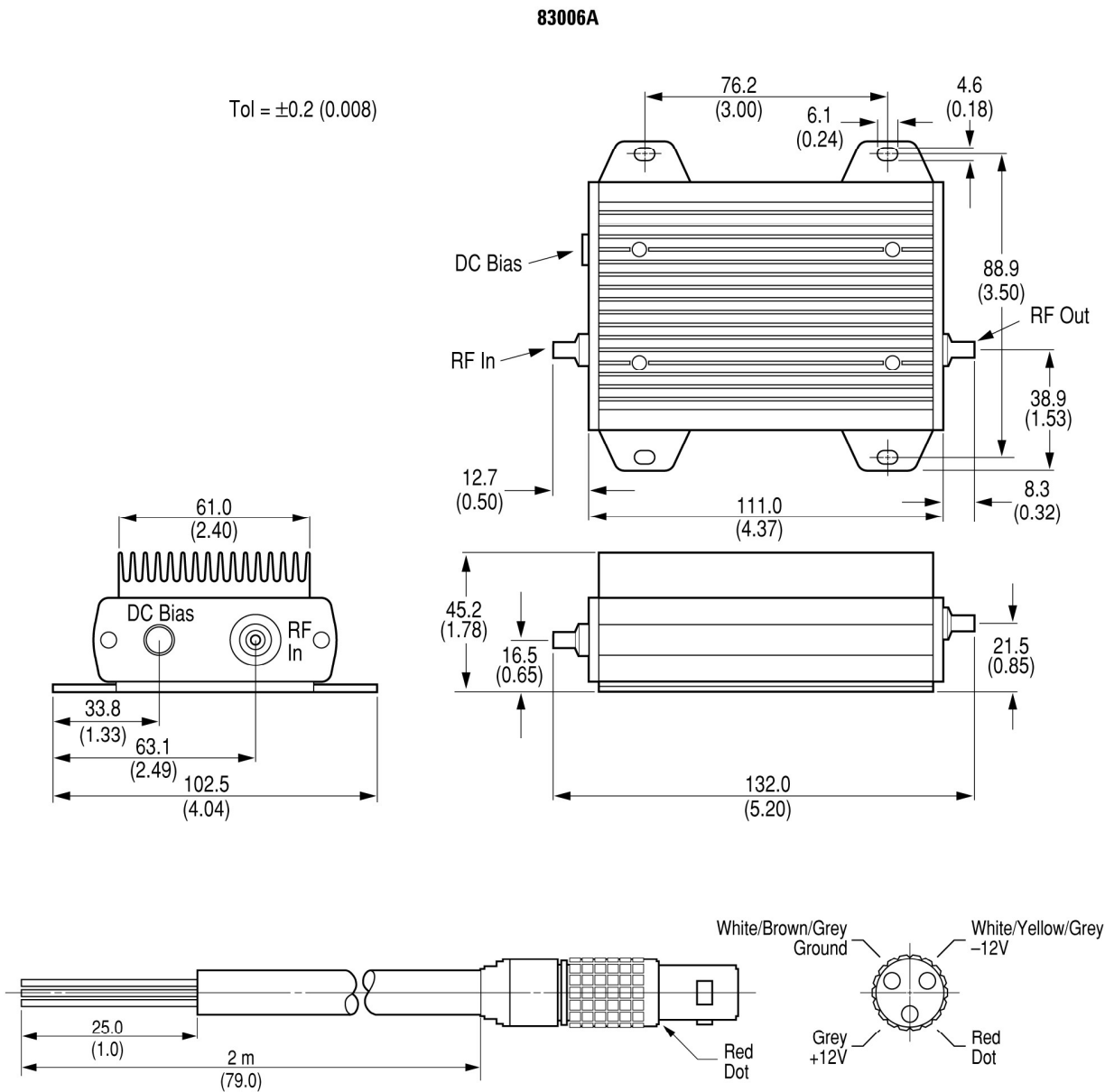
83050A Amplifier



83051A Amplifier



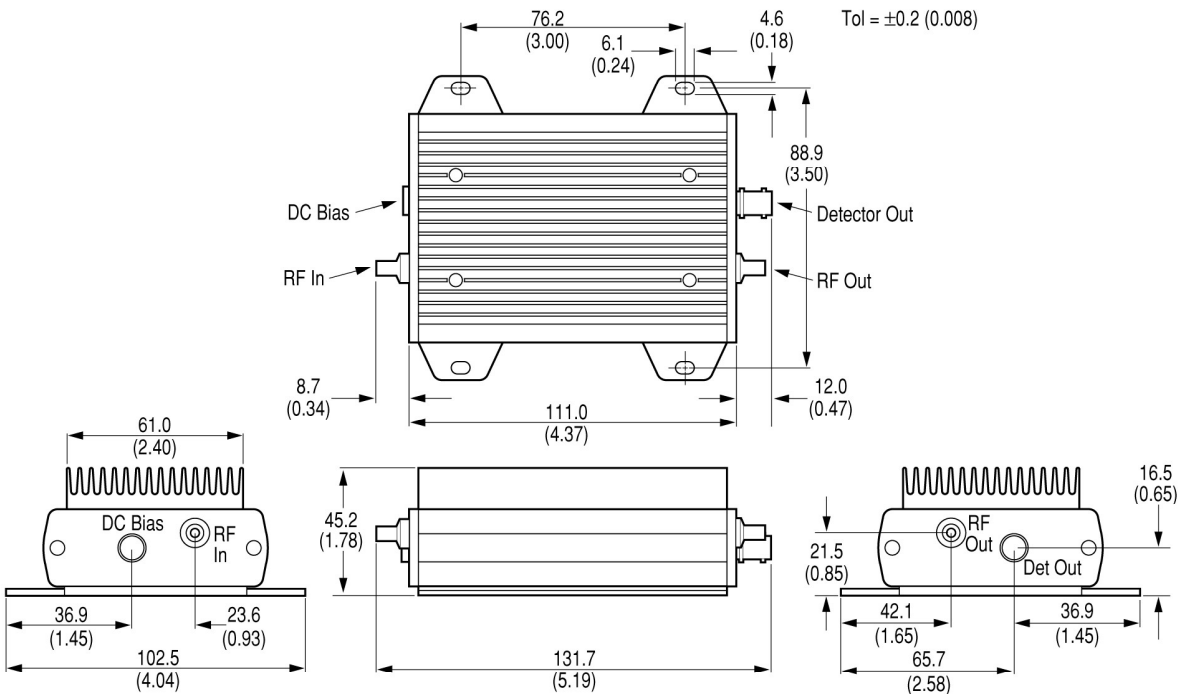
Amplifier outline drawings¹



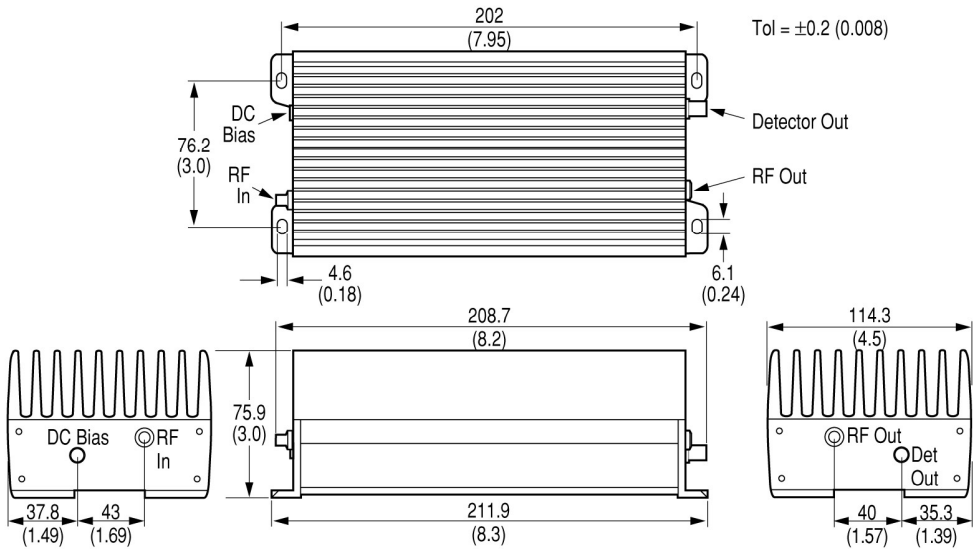
1. Dimensions in millimeters and (inches).

Amplifier outline drawings (continued)

83017A



83018A



Technical drawings of the 83020-60004 component, showing dimensions in millimeters (mm) and inches (in).

Top View Dimensions:

- Total Length: 274.0 (10.8)
- Length to Start of Detector: 254.0 (10.0)
- Height: 85.5 (3.4)
- Height to RF In: 27.9 (1.1)
- Height to Detector Out: 21.0 (0.8)
- Width: 34.4 (1.4) to DC Bias, 33.3 (1.3) to Detector Out
- DC Bias Input Width: 20.0 (0.8)
- Height to RF In: 57.0 (2.2)
- Height to Detector Out: 45.2 (1.8)
- Width: 6.5 (0.26)
- Width: 12.0 (0.47)

Side View Dimensions:

- Total Length: 274.0 (10.8)
- Length to Start of Detector: 254.0 (10.0)
- Height: 85.5 (3.4)
- Height to RF In: 27.9 (1.1)
- Height to Detector Out: 21.0 (0.8)
- Width: 34.4 (1.4) to DC Bias, 33.3 (1.3) to Detector Out
- DC Bias Input Width: 20.0 (0.8)
- Height to RF In: 57.0 (2.2)
- Height to Detector Out: 45.2 (1.8)
- Width: 6.5 (0.26)
- Width: 12.0 (0.47)

Bottom View Dimensions:

- Height to DC Bias Input: 20.0 (0.8)
- Width to DC Bias Input: 34.4 (1.4)
- Width to Detector Out: 33.3 (1.3)
- Height to RF In: 57.0 (2.2)
- Height to Detector Out: 45.2 (1.8)
- Width: 6.5 (0.26)
- Width: 12.0 (0.47)

Pinout and Assembly:

- Pin No. 1
- Pin 9
- Pin 15
- Pin 1
- Pin 8
- Part Number: 83020-60004
- Note: 18 gauge wire minimum
- Length: 2 m (79)
- Width: 25.0 (1.0)
- Legend:
 - Yellow Pin 7 -15V
 - Black Pin 5 Ground
 - Green Pin 3 +15V

Technical drawings of the 100W 2.45GHz Traveling Wave Tube (TWT) showing dimensions in mm and inches. The drawings include a top view, a side view, and a front view.

Top View Dimensions:

- Overall width: 111.0 mm (4.37 in)
- Distance between mounting holes: 76.2 mm (3.00 in)
- Distance from mounting hole to centerline: 6.1 mm (0.24 in)
- Distance from centerline to RF Out flange: 4.6 mm (0.18 in)
- Distance from centerline to RF In flange: 8.7 mm (0.34 in)
- Distance from centerline to DC Bias flange: 8.7 mm (0.34 in)
- Distance from centerline to RF In flange: 88.9 mm (3.50 in)
- Distance from centerline to RF Out flange: 88.9 mm (3.50 in)

Side View Dimensions:

- Overall length: 131.7 mm (5.19 in)
- Distance from mounting hole to centerline: 45.2 mm (1.78 in)

Front View Dimensions:

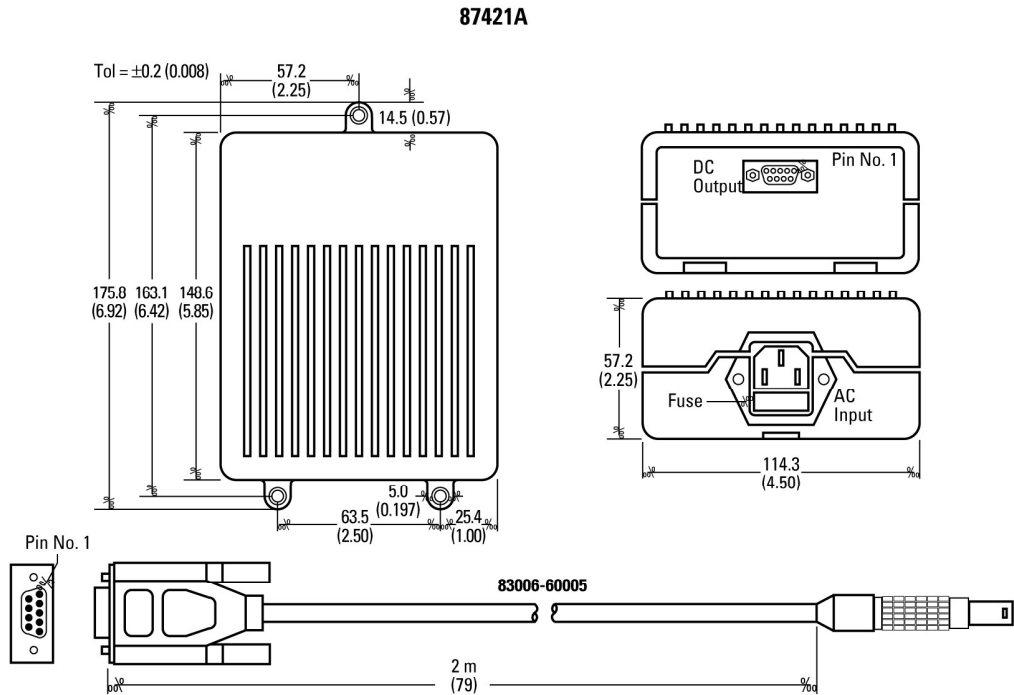
- Overall width: 102.5 mm (4.04 in)
- Distance from mounting hole to centerline: 36.9 mm (1.45 in)
- Distance from centerline to RF In flange: 39.3 mm (1.55 in)
- Distance from centerline to RF Out flange: 42.1 mm (1.65 in)
- Distance from centerline to DC Bias flange: 21.5 mm (0.85 in)
- Distance from centerline to RF Out flange: 16.5 mm (0.65 in)

Labels:

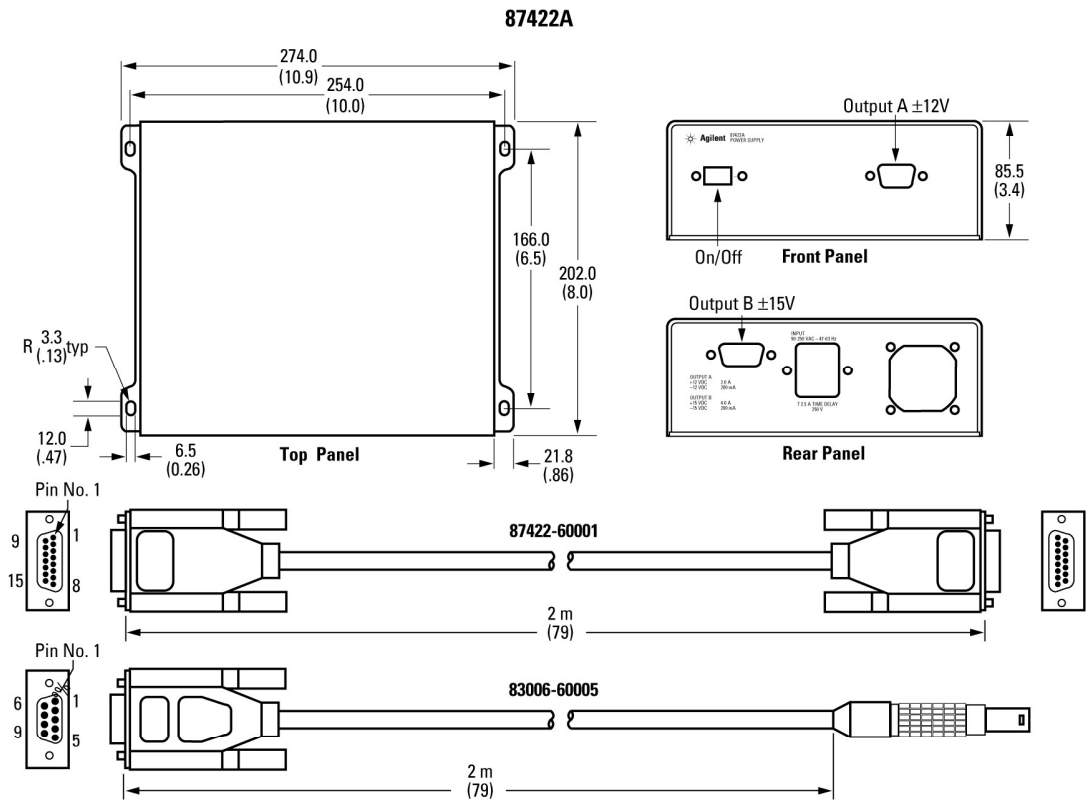
- DC Bias
- RF In
- RF Out

Tolerance: Tol = ± 0.2 (0.008)

Power supply outline drawings



The 87421A power supply provides the dc power needed to bias the 83006A, 83017A, 83018A, 83050A, and 83051A.



The 87422A power supply provides the dc power needed to bias the 83020A, plus an additional ±12V dc output.

Ordering Information

Keysight 83006A, 83017A, 83050A, and 83051A microwave system amplifiers

Includes amplifier and part number 83006-60004, which is a two-meter cable with a three-pin connector on one end and three-wire leads on the other end.

Keysight 83018A microwave system amplifier

Includes amplifier and part number 83006-60004, which is a two-meter cable with a three-pin connector on one end and three-wire leads on the other end.

- Special applications: Higher performance models available upon request.

Keysight 83020A microwave system power amplifier

Includes amplifier and part number 83020-60004, which is a two-meter cable with a fifteen-pin connector on one end and three-wire leads on the other end.

- Option 001: Delete coupler/detector providing higher output power.
- Special applications: Higher performance models available upon request.

Other Instruments and Accessories

Keysight 83036C coaxial GaAs directional detector

0.01–26.5 GHz, for use with the 83006A.

Keysight 87421A power supply

Includes power supply and part number 83006-60005, which is a two-meter cable with a three-pin connector on one end and a D-sub-miniature connector on the other end for direct connection to the 83006A, 83017A, 83018A, 83050A, and 83051A.

Keysight 87422A power supply

Includes power supply and part number 87422-60001, which is a two-meter cable with fifteen-pin connectors for direct connection to the 83020A amplifier. One additional cable, part number 83006-60005, is provided for direct connection of the 12 Vdc output to a preamplifier such as the 83006A, 83017A, 83018A, 83050A, or 83051A.

Related Literature

Keysight 83036C data sheet, 5952-1874

Keysight 87421A/87422A data sheet, 5091-4292E

Evolving Since 1939

Our unique combination of hardware, software, services, and people can help you reach your next breakthrough. We are unlocking the future of technology.

From Hewlett-Packard to Agilent to Keysight.



For more information on Keysight Technologies' products, applications or services, please contact your local Keysight office. The complete list is available at: www.keysight.com/find/contactus

Americas

Canada	(877) 894 4414
Brazil	55 11 3351 7010
Mexico	001 800 254 2440
United States	(800) 829 4444

Asia Pacific

Australia	1 800 629 485
China	800 810 0189
Hong Kong	800 938 693
India	1 800 11 2626
Japan	0120 (421) 345
Korea	080 769 0800
Malaysia	1 800 888 848
Singapore	1 800 375 8100
Taiwan	0800 047 866
Other AP Countries	(65) 6375 8100

Europe & Middle East

Austria	0800 001122
Belgium	0800 58580
Finland	0800 523252
France	0805 980333
Germany	0800 6270999
Ireland	1800 832700
Israel	1 809 343051
Italy	800 599100
Luxembourg	+32 800 58580
Netherlands	0800 0233200
Russia	8800 5009286
Spain	800 000154
Sweden	0200 882255
Switzerland	0800 805353
	Opt. 1 (DE)
	Opt. 2 (FR)
	Opt. 3 (IT)
United Kingdom	0800 0260637

For other unlisted countries:

www.keysight.com/find/contactus
(BP-9-7-17)

DEKRA Certified
ISO 9001 Quality Management System

www.keysight.com/go/quality

Keysight Technologies, Inc.
DEKRA Certified ISO 9001:2015
Quality Management System

myKeysight

myKeysight

www.keysight.com/find/mykeysight

A personalized view into the information most relevant to you.

www.keysight.com/find/emt_product_registration

Register your products to get up-to-date product information and find warranty information.

KEYSIGHT SERVICES

Accelerate Technology Adoption.
Lower costs.

Keysight Services

www.keysight.com/find/service

Keysight Services can help from acquisition to renewal across your instrument's lifecycle. Our comprehensive service offerings—one-stop calibration, repair, asset management, technology refresh, consulting, training and more—helps you improve product quality and lower costs.

Keysight Assurance Plans

www.keysight.com/find/AssurancePlans

Up to ten years of protection and no budgetary surprises to ensure your instruments are operating to specification, so you can rely on accurate measurements.

Keysight Channel Partners

www.keysight.com/find/channelpartners

Get the best of both worlds: Keysight's measurement expertise and product breadth, combined with channel partner convenience.

www.keysight.com/find/mta



This information is subject to change without notice.

© Keysight Technologies, 2012–2017
Published in USA, December 1, 2017
5963-5110E

www.keysight.com



GaAs PHEMT MMIC LOW NOISE AMPLIFIER, 6 - 20 GHz

Typical Applications

The HMC565 is ideal for use as a LNA or driver amplifier for:

- Point-to-Point Radios
- Point-to-Multi-Point Radios & VSAT
- Test Equipment and Sensors
- Military & Space

Features

Noise Figure: 2.3 dB

Gain: 22 dB

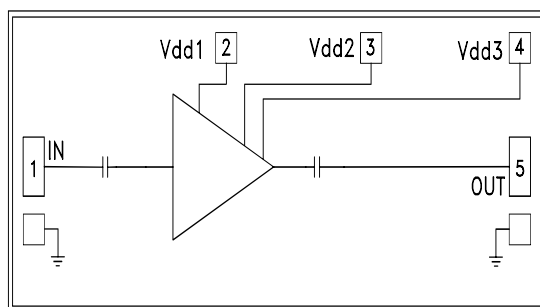
OIP3: 20 dBm

Single Supply: +3V @ 53 mA

50 Ohm Matched Input/Output

Small size: 2.53 x 0.98 x 0.10 mm

Functional Diagram



General Description

The HMC565 is a high dynamic range GaAs PHEMT MMIC Low Noise Amplifier (LNA) chip which operates from 6 to 20 GHz. The HMC565 features 22 dB of small signal gain, 2.3 dB of noise figure and has a consistent IP3 of 20 dBm across the operating band. This self-biased LNA is ideal for hybrid and MCM assemblies due to its compact size, wideband performance, single +3V supply operation, and DC blocked RF I/O's. All data is measured with the chip in a 50 Ohm test fixture connected via two 0.025 mm (1 mil) diameter bondwires of minimal length 0.31 mm (12 mil).

Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ\text{C}$, Vdd 1, 2, 3 = +3V

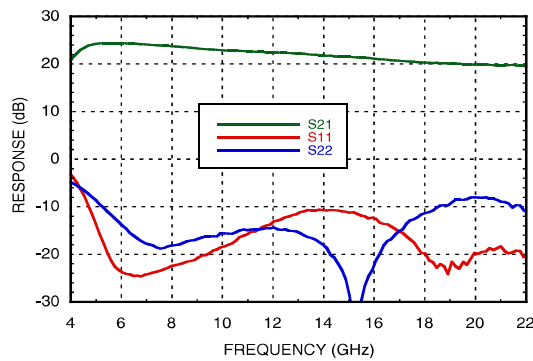
Parameter	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range	6 - 12			12 - 20			GHz
Gain	20	23		17	21		dB
Gain Variation Over Temperature		0.025	0.035		0.025	0.035	dB/°C
Noise Figure		2.3	2.8		2.5	3.0	dB
Input Return Loss		15			12		dB
Output Return Loss		15			10		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	7	10		7	10		dBm
Saturated Output Power (Psat)		12			12		dBm
Output Third Order Intercept (IP3)	17	20		17	20		dBm
Supply Current (Idd)(Vdd = +3V)		53			53		mA

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

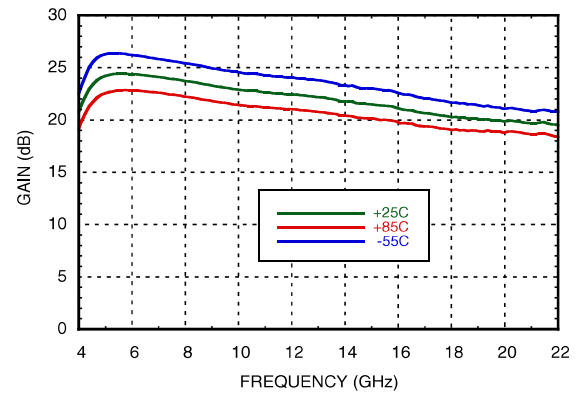
For price, delivery, and to place orders: Analog Devices, Inc., One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106 Phone: 781-329-4700 • Order online at www.analog.com Application Support: Phone: 1-800-ANALOG-D

**GaAs PHEMT MMIC LOW NOISE
AMPLIFIER, 6 - 20 GHz**

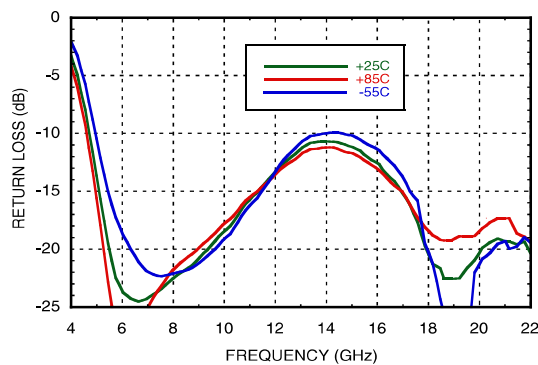
Broadband Gain & Return Loss



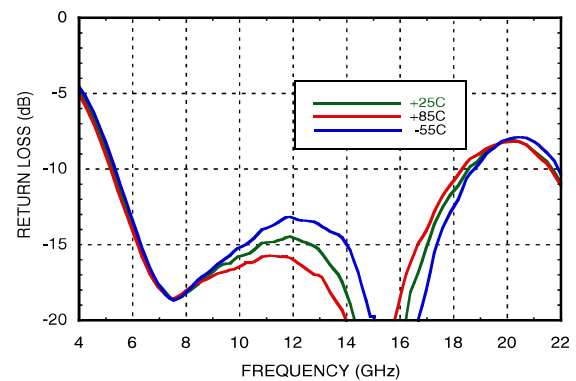
Gain vs. Temperature



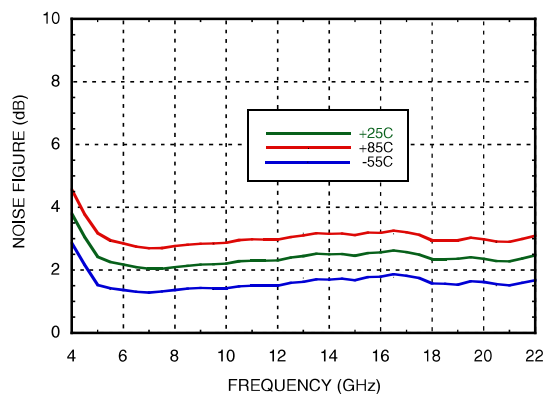
Input Return Loss vs. Temperature



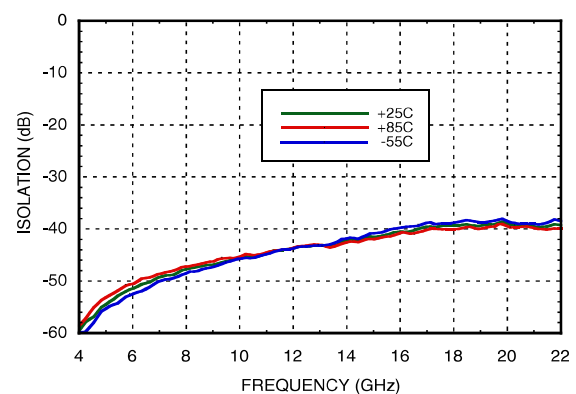
Output Return Loss vs. Temperature



Noise Figure vs. Temperature



Reverse Isolation vs. Temperature



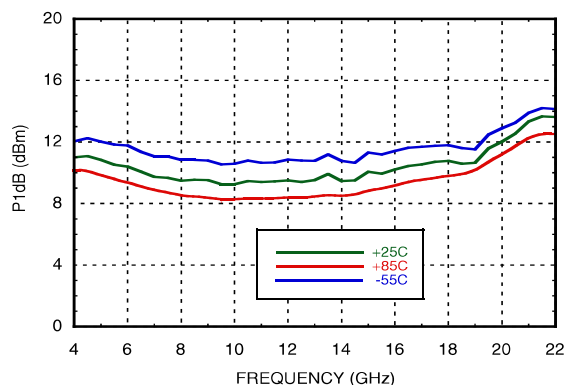


HMC565

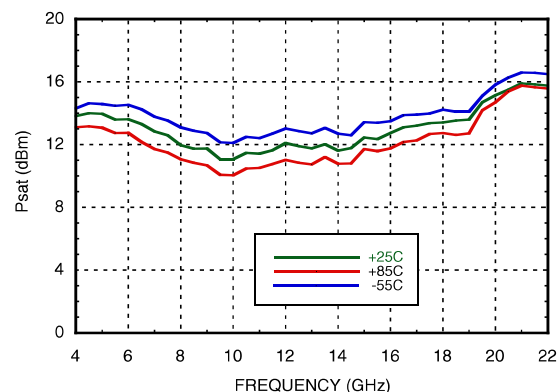
v03.1217

GaAs PHEMT MMIC LOW NOISE AMPLIFIER, 6 - 20 GHz

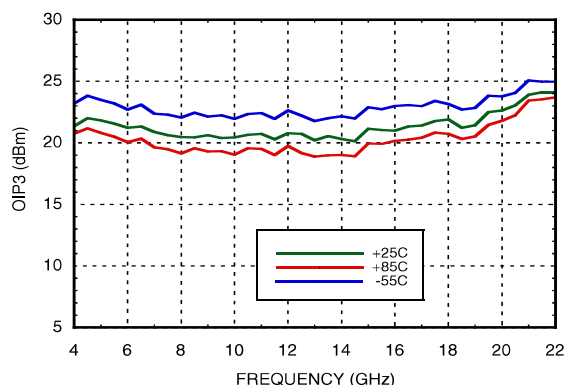
P1dB vs. Temperature



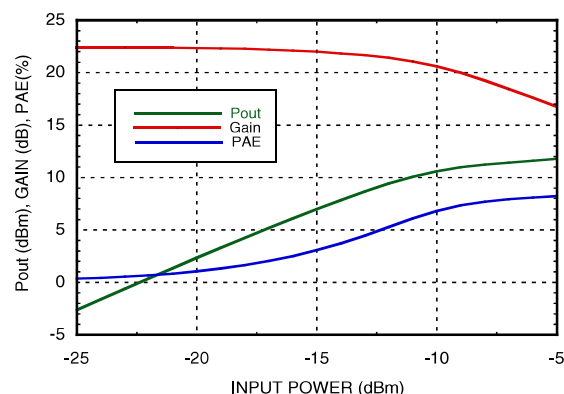
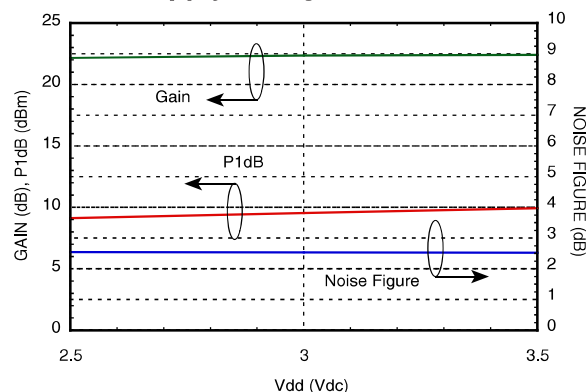
Psat vs. Temperature



Output IP3 vs. Temperature



Power Compression @ 13 GHz


Gain, Noise Figure & Power vs.
Supply Voltage @ 13 GHz




GaAs PHEMT MMIC LOW NOISE AMPLIFIER, 6 - 20 GHz

Typical Supply Current vs. Vdd

Vdd (Vdc)	Idd (mA)
+2.5	51
+3.0	53
+3.5	55

LOW NOISE AMPLIFIERS - CHIP

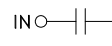
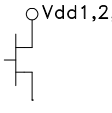
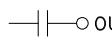

NOTES:

1. ALL DIMENSIONS ARE IN INCHES [MM]
2. DIE THICKNESS IS .004"
3. TYPICAL BOND IS .004" SQUARE
4. BACKSIDE METALLIZATION: GOLD
5. BOND PAD METALLIZATION: GOLD
6. BACKSIDE METAL IS GROUND.
7. CONNECTION NOT REQUIRED FOR UNLABELED BOND PADS.

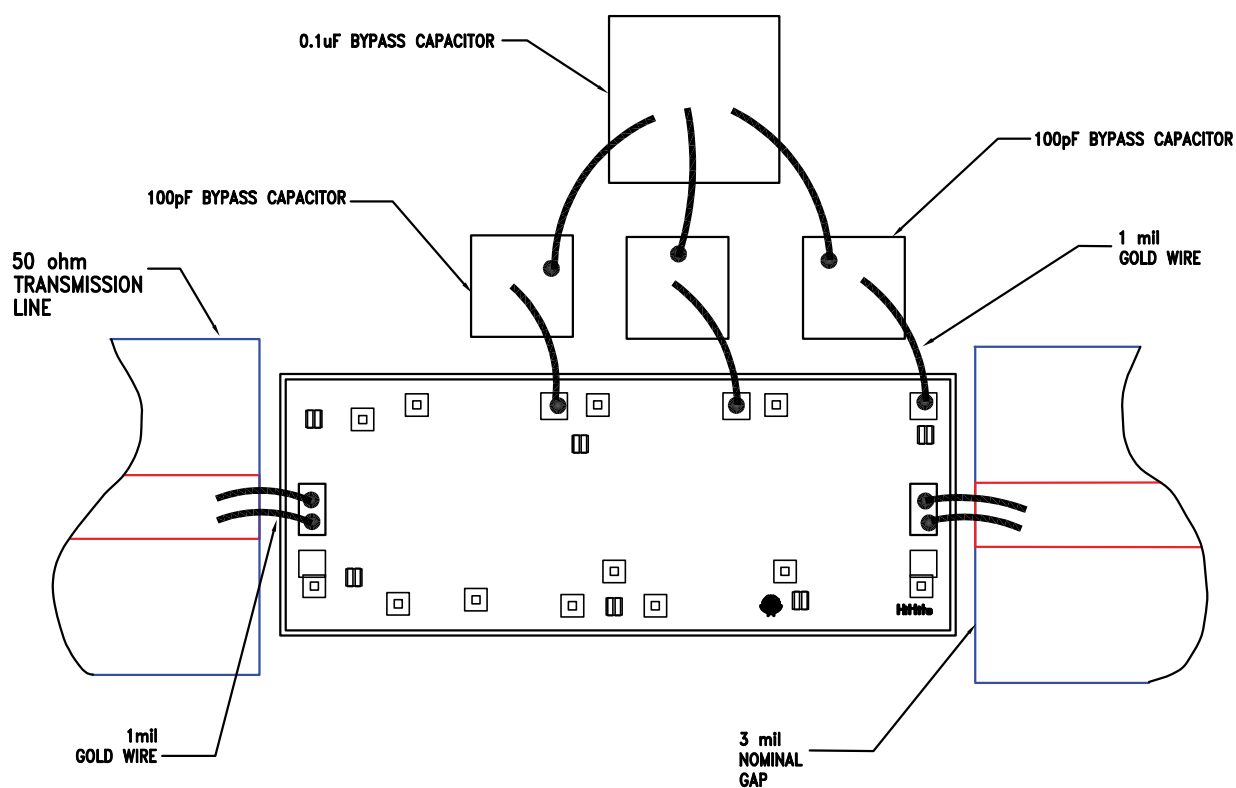
For price, delivery, and to place orders: Analog Devices, Inc., One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106
Phone: 781-329-4700 • Order online at www.analog.com
Application Support: Phone: 1-800-ANALOG-D

GaAs PHEMT MMIC LOW NOISE AMPLIFIER, 6 - 20 GHz

Pad Descriptions

Pad Number	Function	Description	Interface Schematic
1	IN	This pad is AC coupled and matched to 50 Ohms from 6 - 20 GHz.	IN 
2, 3, 4	Vdd1, 2, 3	Power Supply Voltage for the amplifier. External bypass capacitors of 100 pF and 0.1 μ F are required.	 Vdd1,2,3
5	OUT	This pad is AC coupled and matched to 50 Ohms from 6 - 20 GHz.	 OUT
Die Bottom	GND	Die Bottom must be connected to RF/DC ground.	 GND

Assembly Diagram



GaAs PHEMT MMIC LOW NOISE AMPLIFIER, 6 - 20 GHz

Mounting & Bonding Techniques for Millimeterwave GaAs MMICs

The die should be attached directly to the ground plane eutectically or with conductive epoxy (see HMC general Handling, Mounting, Bonding Note).

50 Ohm Microstrip transmission lines on 0.127mm (5 mil) thick alumina thin film substrates are recommended for bringing RF to and from the chip (Figure 1). If 0.254mm (10 mil) thick alumina thin film substrates must be used, the die should be raised 0.150mm (6 mils) so that the surface of the die is coplanar with the surface of the substrate. One way to accomplish this is to attach the 0.102mm (4 mil) thick die to a 0.150mm (6 mil) thick molybdenum heat spreader (moly-tab) which is then attached to the ground plane (Figure 2).

Microstrip substrates should be brought as close to the die as possible in order to minimize bond wire length. Typical die-to-substrate spacing is 0.076mm (3 mils).

Handling Precautions

Follow these precautions to avoid permanent damage.

Storage: All bare die are placed in either Waffle or Gel based ESD protective containers, and then sealed in an ESD protective bag for shipment. Once the sealed ESD protective bag has been opened, all die should be stored in a dry nitrogen environment.

Cleanliness: Handle the chips in a clean environment. DO NOT attempt to clean the chip using liquid cleaning systems.

Static Sensitivity: Follow ESD precautions to protect against > ± 250V ESD strikes.

Transients: Suppress instrument and bias supply transients while bias is applied. Use shielded signal and bias cables to minimize inductive pick-up.

General Handling: Handle the chip along the edges with a vacuum collet or with a sharp pair of bent tweezers. The surface of the chip has fragile air bridges and should not be touched with vacuum collet, tweezers, or fingers.

Mounting

The chip is back-metallized and can be die mounted with AuSn eutectic preforms or with electrically conductive epoxy. The mounting surface should be clean and flat.

Eutectic Die Attach: A 80/20 gold tin preform is recommended with a work surface temperature of 255 °C and a tool temperature of 265 °C. When hot 90/10 nitrogen/hydrogen gas is applied, tool tip temperature should be 290 °C. DO NOT expose the chip to a temperature greater than 320 °C for more than 20 seconds. No more than 3 seconds of scrubbing should be required for attachment.

Epoxy Die Attach: Apply a minimum amount of epoxy to the mounting surface so that a thin epoxy fillet is observed around the perimeter of the chip once it is placed into position. Cure epoxy per the manufacturer's schedule.

Wire Bonding

Ball or wedge bond with 0.025 mm (1 mil) diameter pure gold wire is recommended. Thermosonic wirebonding with a nominal stage temperature of 150 °C and a ball bonding force of 40 to 50 grams or wedge bonding force of 18 to 22 grams is recommended. Use the minimum level of ultrasonic energy to achieve reliable wirebonds. Wirebonds should be started on the chip and terminated on the package or substrate. All bonds should be as short as possible <0.31 mm (12 mils).

